أسس الإلكترونيات

د/محمد فاروق أحمد　　　　د/محمد خضر كاتب
قسم الفيزياء ــ كلية العلوم ــ جامعة الملك سعود

الناشر

الناشر : **جامعة الملك سعود**
ص . ب : **٢٤٥٤** الرياض ــ المملكة العربية السعودية

و

جون وايلي وأولاده
نيويورك . شيشستر . بريسبن . تورنتو . سنغافورة

بسم الله الرحمن الرحيم

مقدمـــة

الحمد لله والصلاة والسلام على رسول الله وعلى آله وصحبه ومن دعا بدعوته . . وبعد ، ،

تفتقر المكتبة العربية عموماً إلى المراجع العلمية العربية في شتى فروع العلوم الأساسية والتطبيقية . ويعاني الطلبة الجامعيون كثيراً — وخصوصاً طلبة المستويات الأولى — من عدم وجود مراجع علمية عربية تغطي ما يدرسونه من مقررات . وحتى في حالة وجود بعض من هذه المراجع العلمية العربية فإنه يلاحظ أنها لا تتمشى مع جميع محتويات المقررات التي يدرسونها والتي تتغير بصفة مستمرة لتساير التطور السريع في مختلف فروع العلم .

وبالنسبة لعلم الإلكترونيات يلاحظ أن معظم المراجع العربية قد وضعت لمستوى طلبة المعاهد الفنية المتوسطة . وأما بالنسبة للمستوى الجامعي فإنه فضلاً عن ندرة المراجع العربية يلاحظ عدم مسايرتها للتطور السريع في هذا المجال أو عدم شموليتها على جميع الجوانب التي يجب أن يلم بها الطلبة . لذا فإنه لا يمكن إختيار مرجع عربي واحد أو حتى عدة مراجع بحيث يمكن أن تغطي محتويات مقررات الإلكترونيات التي يدرسونها .

وهذا الكتاب عبارة عن محاولة متواضعة لعمل مرجع دراسي عربي في أسس الإلكترونيات . وقد روعي عند وضعه أن يشتمل على الأبواب التي تغطي محتويات مقرر الإلكترونيات لطلبة المستوى الثاني بكليات العلوم والتربية ، آخذين في الإعتبار إمكانية تغير بعض محتويات هذا المقرر خلال سنوات قليلة .

ويحتوي الكتاب على عشرة أبواب . خصص الباب الأول والثاني منها لدراسة حركة الإلكترونات في المجالات الكهرومغناطيسية وفيزياء الإلكترون في المادة . ونظراً للتحول السريع من الصمامات الإلكترونية إلى العناصر الإلكترونية المجهزة من أشباه الموصلات فقد خصص للصمامات بابان فقط . أحدهما لدراسة الأسس الفيزيائية للصمامات المختلفة (الباب الثالث) والآخر (الباب السابع) للتعرف على الدارات الأساسية للتكبير بإستخدام هذه الصمامات . وأما الأبواب الست الباقية فهي مخصصة لدراسة فيزياء أشباه الموصلات مثل الثنائيات والترانزستورات المختلفة وإستخدام هذه العناصر الإلكترونية في بعض الدارات الإلكترونية الأساسية وخاصة دارات التكبير . ونظراً لأهمية التغذية الخلفية في الدارات الإلكترونية فقد خصص لها مع المذبذبات باب كامل .

وقد توخينا في عرض الموضوعات سهولة العبارة ووضوح المعنى كما إلتزمنا في ترتيب المادة العلمية بماجاء في مقرر الإلكترونيات . ونأمل أن نكون قد قدمنا للطالب — من خلال هذا العمل المتواضع — ما يساعده على فهم وإستيعاب أساسيات هذا الفرع من فروع المعرفة .

نسأل الله أن يجعل فيه نفعاً وفائدة للطلبة . والله من وراء القصد .

المؤلفان

فهرس الكتـاب

الباب الأول : حركة الإلكترون في المجالات الكهرومغنـاطيسية

١ ــ ١ حركة الإلكترون في مجال كهربي ثابت ١١
١ ــ ٢ وحدة الطاقة ــ إلكترون فولت ١٣
١ ــ ٣ حركة الإلكترون في مجال كهربي عرضي ١٣
١ ــ ٤ الإنحراف الإلكتروستاتيكي ١٦
١ ــ ٥ راسم الذبذبات ١٧
١ ــ ٦ سريان التيار في الفراغ ١٩
١ ــ ٧ حركة الإلكترون في المجال المغناطيسي المتجانس ١٩
١ ــ ٨ حركة الإلكترونات في مجالات كهربية ومغناطيسية متعامدة ــ الماغنيترون ٢٣
١ ــ ٩ أنبوب أشعة المهبط ذات الإنحراف المغناطيسي ٢٥
١ ــ ١٠ البصريات الإلكترونية ٢٧
١ ــ ١١ العدسات الكهروستاتيكية ٢٧
١ ــ ١٢ العدسات المغناطيسية ٢٩

الباب الثاني : الإلكترونات في المادة

٢ ــ ١ الإلكترون في الذرة ٣٣
٢ ــ ٢ نظرية بوهر للـذرة ٣٤
٢ ــ ٣ سويات (مناسيب) الطاقة الذرية ٣٥
٢ ــ ٤ التركيب الإلكتروني للعناصر ٣٦
٢ ــ ٥ جهد الإثارة وجهد التأيين ٣٨
٢ ــ ٦ قطاعات أو شرائح الطاقة ٣٩
٢ ــ ٧ العازلات وأشباه الموصلات والموصلات ٤١
٢ ــ ٨ الحركية والتوصيلية في المعادن ٤٢
٢ ــ ٩ توزيع طاقة الإلكترونـات ٤٤
٢ ــ ١٠ الإنبعاث (الإصدار) الإلكترون ٤٦
٢ ــ ١١ أنواع الإنبعاث الإلكتروني ٤٧
٢ ــ ١٢ الإنبعاث الأيوني الحراري ٤٨
٢ ــ ١٣ أنواع الكاثودات ٤٨
٢ ــ ١٤ الإنبعاث الثانوي ٤٩
٢ ــ ١٥ الإنبعاث الكهروضوئي ٥١
٢ ــ ١٦ ظاهرة شوتكي والإنبعاث المجالي ٥٢

الباب الثالث : الصمامات المفرغة
٣ — ١ الصمام الثنائي المفرغ ٥٥
٣ — ٢ العمليات الفيزيائية في الصمام الثنائي ٥٦
٣ — ٣ قانون تشايلد — لانغمير ٥٧
٣ — ٤ المميز الإستاتيكي (منحنى الخواص) للصمام الثنائي ٥٩
٣ — ٥ القيم المميزة (بارامترات) للصمام الثنائي ٦١
٣ — ٦ المميزة الديناميكية للصمام الثنائي ٦٥
٣ — ٧ الصمام الثلاثي المفرغ ٦٦
٣ — ٨ تصميم الصمام الثلاثي وداراته ٦٦
٣ — ٩ العمليات الفيزيائية في الصمام الثلاثي ٦٧
٣ — ١٠ قانون قوة الثلاثة أنصاف للصمام الثلاثي ٦٨
٣ — ١١ مميزات (منحنيات الخواص) الصمام الثلاثي الإستاتيكية ٦٩
٣ — ١٢ بارامترات الصمام الثلاثي ٧٠
٣ — ١٣ الصمام الرباعي ٧٣
٣ — ١٤ مميزات الصمام الرباعي الإستاتيكية ٧٤
٣ — ١٥ بارامترات الصمام الرباعي ٧٥
٣ — ١٦ الظاهرة الديناترونية في الصمامات الرباعية ٧٦
٣ — ١٧ الصمامات الخماسية ٧٧
٣ — ١٨ مميزات الصمام الخماسي ٧٧
٣ — ١٩ بارامترات الصمام الخماسي ٧٨
٣ — ٢٠ الصمام الرباعي ذو الحزمة الإلكترونية عالية القدرة ٧٩
٣ — ٢١ الصمامات الغازية ٨٥
٣ — ٢٢ الصمام الثنائي الغازي ٨١
٣ — ٢٣ الصمام الثلاثي الغازي ٨٢

الباب الرابع : أشباه الموصلات
٤ — ١ أشباه الموصلات الذاتية ٨٧
٤ — ٢ الحركة الإنسياقية لحاملات الشحنة في مجال كهربي ٨٩
٤ — ٣ إنتشار حاملات الشحنة ٩١
٤ — ٤ أشباه الموصلات ذات الشوائب ٩٣
٤ — ٥ الحاملات الغالبية والأقلية ٩٥
٤ — ٦ معدل الإنتاج وإعادة الإتحاد للأزواج ٩٥
٤ — ٧ أثر هول ٩٧
٤ — ٨ الثرميستور والسنسيستور ٩٨
٤ — ٩ الموصلات الضوئية ٩٩
٤ — ١٠ كيفية مرور التيار في شبه الموصل ٩٩

الباب الخامس : الثنائيات شبه الموصلة والترانزستورات

٥ — ١ ثنائي الوصلة (الملتقى) ١٠١
٥ — ٢ ثنائي الوصلة (الملتقى) في حالة توصيل جهد ١٠٤
٥ — ٣ التيار المباشر لثنائي الوصلة ١٠٧
٥ — ٤ التيار العكسي لثنائي الوصلة ١٠٨
٥ — ٥ مميزة (منحنى الخواص) الثنائي شبه الموصل ١٠٩
٥ — ٦ مقاومة الثنائي شبه الموصل ١١٠
٥ — ٧ سعات الثنائي شبه الموصل ١١١
٥ — ٨ الثنائي الضوئي شبه الموصل ١١٢
٥ — ٩ المميزة الفولت — أميرية للثنائي الضوئي شبه الموصل ١١٣
٥ — ١٠ الأثر الفوتوفولتي ١١٤
٥ — ١١ الخلية الشمسية ١١٥
٥ — ١٢ ترانزستور الوصلة ١١٧
٥ — ١٣ تحييز الترانزستور ١١٨
٥ — ١٤ مركبات التيار في الترانزستور ١١٩
٥ — ١٥ المميزات الإستاتيكية للترانزستور ١٢٢
٥ — ١٦ مميزة التوصيل بقاعدة مشتركة ١٢٣
٥ — ١٧ بارامترات الترانزستور عند التوصيل بقاعدة مشتركة ١٢٥
٥ — ١٨ مميزة التوصيل بباعث مشترك ١٢٦
٥ — ١٩ بارامترات الترانزستور عند التوصيل بباعث مشترك ١٢٨

الباب السادس : بعض إستخدامات الثنائيات في الدارات الإلكترونية

٦ — ١ الدارة الأساسية للثنائي ومميزته الديناميكية ١٣٢
٦ — ٢ إستخدام الثنائي كمحدد للجهد ١٣٧
٦ — ٣ إستخدام الثنائي في بوابة التشكيل ١٣٨
٦ — ٤ إستخدام الثنائي في الدارات المنطقية ١٤٠
٦ — ٥ إستخدام الثنائي في دارات التقويم ١٤٢

الباب السابع : إستخدام الصمامات الثلاثية والرباعية والخماسية في دارات التكبير

٧ — ١ المميزة الديناميكية للصمام ١٤٨
٧ — ٢ نقطة التشغيل ١٥٠
٧ — ٣ جهد شبكة التحكم (نقطة التشغيل الذاتي) ١٥١
٧ — ٤ جهد الشبكة الحاجبة ١٥٣
٧ — ٥ مقاومة التسرب لشبكة التحكم ١٥٣
٧ — ٦ معامل الكسب لمكبر بإستخدام صمام ثلاثي ١٥٤

٧ — ٧ معامل كسب مكبر بمقاومة تغذية ذاتية للشبكة ١٥٥
٧ — ٨ معامل كسب المكبر في الحالة العامة ١٥٦
٧ — ٩ معاوقة الخرج للمكبر ١٥٨
٧ — ١٠ التابع الكاثودي ١٥٩

الباب الثامن : إستخدام الترانزستور في دارات التكبير
٨ — ١ المكبر الترانزستورى بقاعدة مشتركة — معاملات الكسب والدارة المكافئة ١٦٣
٨ — ٢ المكبر الترانزستوري ذو الباعث المشترك — معاملات الكسب ودارته المكافئة ١٦٦
٨ — ٣ نقطة التشغيل وخط التحميل الإستاتيكي والديناميكي ١٦٨
٨ — ٤ التحييز الثابت للقاعدة أو نقطة التشغيل الثابتة ١٦٩
٨ — ٥ التحييز من المجمع للقاعدة ١٧٠
٨ — ٦ التحييز الذاتي أو الباعثي ١٧١
٨ — ٧ معاملات الكسب لمكبر ترانزستوري ذي تحييز باعثي ١٧٤
٨ — ٨ التابع الباعثي ١٧٥
٨ — ٩ دارات التكبير المرحلية ١٧٦
٨ — ١٠ ربط المراحل بإستخدام مقاومة ومكثف . منحني الإستجابة للمكبر ١٧٧

الباب التاسع : المكبرات ذات التغذية الخلفية والمذبذبات
٩ — ١ التغذية الخلفية في المكبرات ١٨٣
٩ — ٢ معامل كسب المكبر في حالة وجود تغذية خلفية ١٨٣
٩ — ٣ أثر التغذية الخلفية على إستقرار معامل الكسب ١٨٥
٩ — ٤ أثر التغذية الخلفية على التشوية اللاخطى ١٨٧
٩ — ٥ أثر التغذية الخلفية على إتساع الشريحة ١٨٧
٩ — ٦ أثر التغذية الخلفية على معاوقتي الدخل والخرج للمكبر ١٨٩
٩ — ٧ أثر التغذية الخلفية على ضوضاء المكبر ١٩٠
٩ — ٨ دارات التغذية الخلفية ١٩١
٩ — ٩ التغذية الخلفية الموجبة والمذبذبات ١٩٢
٩ — ١٠ مذبذب فرق الطور ١٩٣
٩ — ١١ المذبذبات الخاملة ١٩٥
٩ — ١٢ المذبذب عديد الإهتزازات ١٩٦

الباب العاشر : ترانزستور الأثر المجالي
١٠ — ١ ترانزستور الأثر المجالي ١٩٩
١٠ — ٢ ترانزستور الأثر المجالي ذو الوصلة ١٩٩
١٠ — ٣ ترانزستور الأثر المجالي ذو البوابة المعزولة ٢٠٢

١٠ — ٤ بارامترات ترانزستور الأثر المجالي ٢٠٤
١٠ — ٥ تحييز ترانزستور الأثر المجالي ٢٠٥
١٠ — ٦ إستخدام ترانزستور الأثر المجالي في دارات التكبير ٢٠٧
١٠ — ٧ إستخدام ترانزستور الأثر المجالي كمقاومة متغيرة ٢١٠

المراجع
المصطلحات الإنجليزية العربية ٢١٣
المصطلحات العربية الإنجليزية ٢٢٠

الباب الأول

حركة الإلكترون في المجالات الكهرومغناطيسية

Electron Motion in Electromagnetic Fields

الإلكترون عبارة عن جسيم متناهي الصغر وله شحنة سالبة . وقد أمكن تحديد قيمتي كتلة الإلكترون وشحنته عن طريق تجارب عديدة أجريت بإستخدام حركة الإلكترون في المجال الكهربي والمغناطيسي . وتبلغ قيمة شحنة الإلكترون e = ١,٦٠٢ × ١٠^-١٩^ كولوم . أي أنه للحصول على شحنة كهربية مقدارها كولوم واحد تحتاج إلى عدد من الإلكترونات = ٦ × ١٠^١٨^ إلكترون تقريبا . وحيث أن أمبير واحد من التيار الكهربي هو عبارة عن مرور (سريان) واحد كولوم في الثانية فإن الأمبير الواحد هو عبارة عن سريان عدد من الإلكترونات = ٦ × ١٠^١٨^ إلكترون في الثانية .

وتبلغ قيمة كتلة الإلكترون m_0 = ٩,١١ × ١٠^-٣١^ كيلوجرام . وجدير بالذكر أن هذه القيمة هي كتلة الإلكترون عند السكون أو عندما يتحرك بسرعة صغيرة جداً بالمقارنة بسرعة الضوء التي تبلغ في الفراغ C = ٣ × ١٠^٨^ متر/ثانية . وعندما تقترب سرعة الإلكترون من سرعة الضوء تحدد كتلته طبْقاً للعلاقة التالية :

$$m=\frac{m_0}{\sqrt{1-(\frac{v}{c})^2}}$$

حيث v هي سرعة الإلكترون ، m كتلته عند هذه السرعة .

١ — ١ حركة الإلكترون في مجال كهربي ثابت
Motion of Electron in a Constant Electric Field

عرفنا من دراستنا السابقة أن القوة المؤثرة F (بالنيوتن) على شحنة موجبة مقدارها q (بالكولوم) موجودة في مجال كهربي ثابت شدته ε (متر/فولت) تعطى بالعلاقة التالية

$$\bar{F}=q\bar{\varepsilon} \qquad (١ — ١)$$

وحيث أن شحنة الإلكترون هي e — فإن القوة التي تؤثر على هذا الإلكترون هي :

$$\bar{F}_e = -e\bar{\varepsilon} \qquad (١ — ٢)$$

وتدل الإشارة السالبة على أن القوة تعمل في إتجاه معاكس لإتجاه المجال الكهربي — أي في إتجاه القطب الموجب .

ومن قانون نيوتن نعرف

$$\bar{F} = m\bar{a} \qquad (١ — ٣)$$

حيث $\bar{a}$ العجلة (acceleration) وتحدد بالعلاقة

$$\bar{a} = \frac{d^2\bar{S}}{dt^2} = \frac{\bar{F}_e}{m} = -\frac{e\bar{\varepsilon}}{m} = \text{const.} \qquad (١ — ٤)$$

ولكي ينتقل الإلكترون من نقطة إلى نقطة أخرى في المجال الكهربي فإنه لا بد من بذل شغل (work) يحدد بالعلاقة

$$W = \int_A^B F_e \cos\theta ds = -\int_A^B e\varepsilon \cos\theta \, ds \qquad (١ — ٥)$$

حيث θ هي الزاوية بين إتجاه القوة المؤثرة وإتجاه المسافة المقطوعة ونتيجة لهذا الشغل يكتسب الإلكترون (أو يفقد) طاقة حركة (Kinetic Energy) تحددها العلاقة .

$$W = m\frac{(v^2 - v_0^2)}{2} = -e\int_A^B \varepsilon ds \qquad (١ — ٦)$$

حيث v هي السرعة النهائية للإلكترون (أي في النقطة B) ، v_0 هي السرعة الإبتدائية له (أي في النقطة A) ، والزاوية θ = صفر عند إنطباق إتجاه الحركة مع المجال .

وحيث أن تكامل شذة المجال بين النقطتين A ، B بقيمته السالبة هو عبارة عن فرق الجهد بين النقطتين B ، A· (أي $\varepsilon = \frac{dV}{dS'}$) نجد أن

$$W = \frac{m(v^2 - v_0^2)}{2} = eV \qquad (١ — ٧)$$

حيث V هو فرق الجهد بين النقطتين ، .

وبالتالي فإن الطاقة التي يكتسبها الإلكترون (أو يفقدها) هي عبارة عن حاصل ضرب شحنته في فرق الجهد بين النقطتين التي يتحرك بينهما . فاذا كانت السرعة الإبتدائية v_0 مساوية الصفر فإن سرعته النهائية هي

$$v = \sqrt{\frac{2eV}{m}} \qquad (١ — ٨)$$

١ — ٢ وحدة الطاقة — إلكترون فولت

The eV Unit of Energy

يعتبر الجول (Joule) هو وحدة الطاقة في نظام الوحدات العملية (متر ، كيلوجرام ، ثانية) . وأحياناً يستخدم الإرج (erg) للتعبير عن الطاقة وهي وحدة أصغر من الجول بمقدار ١٠^٧ مرة (أي واحد إرج = ١٠^-٧ جول) . وفي الفيزياء الذرية وفيزياء الإلكترونيات تستخدم وحدة الإلكترون — فولت للتعبير عن الطاقة . وتعرف وحدة الإلكترون فولت على أنها الطاقة التي يكتسبها (أو يفقدها) الإلكترون (أو أي جسم شحنته مساوية لشحنة الإلكترون) عند إجتيازه فرق جهد مقداره واحد فولت . أي أن

1eV = ١,٦ × ١٠^-١٩ (كولوم × ١ فولت) = ١,٦ × ١٠^-١٩ جول

أي ١ الكترون فولت = ١,٦ × ١٠^-١٢ إرج

ومضاعفات الإلكترون فولت هي كيلو الكترون فولت ، وميجا الكترون فولت

$$1\,\text{KeV} = 1.6 \times 10^{-16}\ \text{J} = 1.6 \times 10^{-9}\ \text{erg}$$
$$1\,\text{MeV} = 1.6 \times 10^{-13}\ \text{J} = 1.6 \times 10^{-6}\ \text{erg}$$

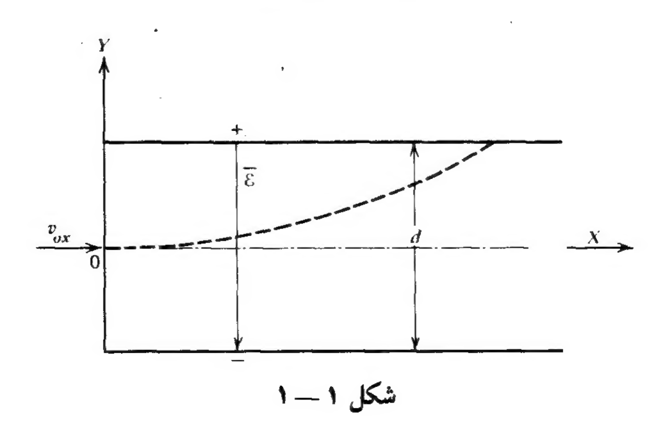
١ — ٣ حركة الإلكترون في مجال كهربي عرضي

Two-Dimensional Motion

تعرفنا في الجزء السابق على حركة الإلكترون في مجال كهربي موازٍ أو معاكس لإتجاه الحركة . ولكن نفرض أن إتجاه الحركة كان عمودياً على إتجاه المجال كما هو مبين بالشكل (١ — ١) ، حيث نجد أن السرعة الإبتدائية في إتجاه المحور X في حين أن إتجاه المجال في إتجاه المحور Y .

ويمكن تحقيق مثل هذا المجال بين لوحي مكثف متوازيين وموازيين لإتجاه الحركة v_{ox} . وفي لحظة دخول الإلكترون للمجال ولتكن هي لحظة $t=0$ نجد أن

$$v_{ox} = v_{ox},\quad x = 0$$
$$v_{oy} = 0\ ,\quad y = 0$$
$$v_{oz} = 0\ ,\quad z = 0$$



شكل ١ — ١

وحيث أنه لا توجد قوة مؤثرة في إتجاه المحور z (العمودي على سطح الورقة) تكون العجلة في هذا الإتجاه مساوية صفرا . ولذلك تبقى السرعة في هذا الإتجاه مساوية للصفر ، وتستمر الحركة في مستوى واحد هو مستوى الورقة . وحيث أنه لا توجد قوة مؤثرة في إتجاه المحور X فإنه تبقى مركبة السرعة في إتجاه هذا المحور ثابتة ومساوية v_{ox} . أي أن المسافة المقطوعة في إتجاه المحور X تحدد بالعلاقة

$$X = V_{ox}\, t \qquad (١ — ٩)$$

ومن الناحية الأخرى تؤثر قوة ثابتة في إتجاه المحور Y وبالتالي يبدأ الإلكترون في الحركة في هذا الإتجاه بعجلة ثابتة تحددها العلاقة (١ — ٤) وهي

$$a_y = -\frac{e\varepsilon_y}{m}$$

وبالتالي يمكن تحديد مركبة السرعة في إتجاه المحور Y وإحداثيات الإلكترون بالعلاقة .

$$V_y = a_y\, t \qquad (١ — ١٠)$$

ومن هذه العلاقة يتضح أن قيمة مركبة السرعة في إتجاه المحور Y تختلف من نقطة إلى أخرى في حين أن مركبة السرعة في إتجاه المحور X تبقى ثابتة وهي v_{ox} . ويمكن تحديد مسار الإلكترون بالنسبة لنقطة البداية O (وهو الموضح بالخط المتقطع على الشكل (١ — ١) وذلك عن طريق ربط العلاقتين (١ — ٩) ، (١ — ١٠) بالتعويض عن الزمن t . نجد أن معادلة المسار هي

$$y = \frac{1}{2} a_y \frac{x^2}{v_{ox}^2} = \frac{1}{2} \frac{eV}{md} \frac{x^2}{v_{ox}^2} \qquad (١ — ١١)$$

حيث V هو فرق الجهد بين اللوحين ، d هي المسافة بينهما .
وهذه العلاقة توضح أن المسار بين اللوحين عبارة عن قطع مكافئ

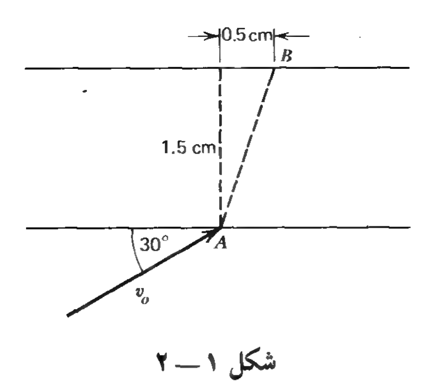
مثال ١

إلكترون طاقته الحركية ١٠ إلكترون فولت . وعند النقطة A (شكل ١ — ٢) دخل الإلكترون بين لوحي مكثف بزاوية قدرها ٣٠° مع اللوح السفلي ووصل الى النقطة B على اللوح العلوي . فإذا كانت المسافة بين اللوحين هي ١,٥ سم . فأوجد الجهد على القطب العلوي . وزمن المسير بين اللوحين ، والسرعة النهائية والطاقة التي يكتسبها القطب العلوي .

الحل

أولاً نحسب السرعة الإبتدائية للإلكترون v_0 بإستخدام العلاقة (١ — ٨)

$$v_0 = \sqrt{\frac{2eV}{m}} = \frac{2 \times 10 \times 1.6 \times 10^{-19}}{9.11 \times 10^{-31}} = 1{,}87 \times 10^6 \text{ m/sec}$$



شكل ١ ــ ٢

مركبة السرعة في الإتجاه الرأسي v_{oy}

$$v_{oy} = v_0 \sin 30 = 0.935 \times 10^6 \text{ m/sec}$$

مركبة السرعة في الإتجاه الأفقي v_{ox}

$$v_{ox} = v_o \cos 30 = 1.62 \times 10^6 \text{ m/sec}$$

يلاحظ أن مركبة السرعة الأفقية لا تتغير لعدم وجود مجال في هذا الإتجاه في حين تتغير قيمة مركبة السرعة الرأسية . لذلك فإن الزمن اللازم لوصول الإلكترون إلى النقطة B يمكن حسابه من الإزاحة في إتجاه المحور X مقسوماً على السرعة الإفقية أي

$$t = \frac{0.5 \times 10^{-2}}{1.62 \times 10^6} = 3.09 \times 10^{-9} \text{ sec}$$

العجلة في إتجاه المحور Y هي

$$a_y = \frac{e\varepsilon}{m} = \frac{eV}{md} = \frac{1.6 \times 10^{-19} V}{9.11 \times 10^{-31} \times 1.5 \times 10^{-2}} = 1.17 \times 10^{13} \text{ V}$$

المسافة التي ينتقلها الإلكترون إلى أعلى هي 1.5×10^{-2} متر وتحدد بالعلاقة

$$y = 1.5 \times 10^{-2} = \frac{a_y t^2}{2} + v_{oy} t =$$

$$\frac{1.17 \times 10^{13}}{2} (3.09 \times 10^{-9})^2 + 0.935 \times 10^6 \times 3.09 \times 10^{-9}$$

ومنها نحسب قيمة الجهد V بالفولت على اللوح العلوي

$$V = 216.8 \text{ V}$$

السرعة في إتجاه المحور Y عند النقطة B

$$v_y = v_{oy} + a_y t$$
$$= 0.935 \times 10^6 + 1.17 \times 10^{13} \times 216.8 \times 3.09 \times 10^{-9}$$
$$= 8.775 \times 10^6 \text{ m/sec}$$

السرعة النهائية

$$v = \sqrt{v_x^2 + v_y^2} = \sqrt{(8.775 \times 10^6)^2 + (1.62 \times 10^6)^2}$$
$$= 8.93 \times 10^6 \text{ m/sec}$$

الطاقة التي يكتسبها القطب العلوي هي

$$W = \frac{mv^2}{2} = \frac{(9.11 \times 10^{-31})(8.93 \times 10^6)^2}{2} = 3.62 \times 10^{-11} \text{ joule}$$

الطاقة التي إكتسبها الإلكترون هي = 216.8 eV
وبذلك تكون الطاقة الكلية للإلكترون في

$$10 + 216.8 = 226.8 \text{ eV}$$

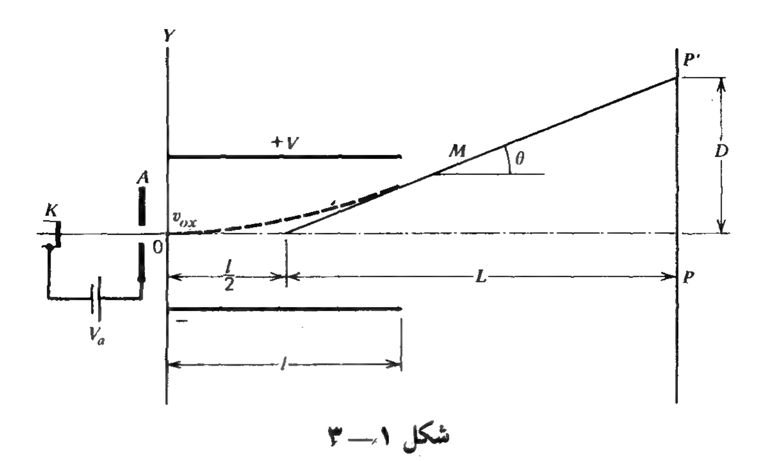
١ — ٤ الإنحراف الإلكتروستاتيكي في أنبوب أشعة المهبط
Electrostatic Deflection in a Cathode–Ray Tube

يبين شكل ١ — ٣ أنبوب أشعة المهبط والتي يستخدم فيها الإنحراف الإلكتروستاتيكي لشعاع الإلكترونات. تنبعث الإلكترونات من المهبط (الكاثود) الساخن K. وتعجل هذه الإلكترونات في إتجاه المصعد (الأنود) A تحت تأثير فرق الجهد V_a . وتمر هذه الإلكترونات المعجلة خلال ثقب مركزي في الأنود وتصل الى واجهة الأنبوب الزجاجي التي تطلى بمادة فلورية تصدر إضاءة (وميض) عندما تصطدم بها الإلكترونات وبذلك ترى العين أماكن إصطدام الإلكترونات بالشاشة . وتحدد قيمة الإزاحة الرأسية D للإلكترونات بواسطة فرق الجهد V الواقع بين اللوحين الأفقيين المسئولين عن الإنحراف الرأسي طبقاً للعلاقة (١ — ١١) . وأما سرعة الإلكترونات الخارجة من ثقب الأنود v_{ox} فتحددها العلاقة (١ — ٨) أي

$$v_{ox} = \sqrt{\frac{2eV_a}{m}}$$

ويمكن إعتبار هذه السرعة ثابتة طالما أن V_a ثابت. وإذا إعتبرنا أن سرعة إنبعاث الإلكترونات من المهبط متساوية ومساوية للصفر. وتستمر الإلكترونات — بمجرد مرورها من ثقب الأنود في الحركة بسرعة ثابتة وفي خط مستقيم إلى أن تدخل إلى المنطقة الموجودة بين لوحي الإنحراف (النقطة O) . وبداخل هذه المنطقة تتحرك الإلكترونات في مسار على شكل قطع مكافئ طبقاً للعلاقة (١ — ١١) . وإعتباراً من النقطة M حيث ينتهي تأثير المجال تبدأ الإلكترونات من جديد في التحرك في خط مستقيم إلى أن تصل إلى النقطة P' . ويمكن تحديد ميل الخط MP' كالآتي :

$$\tan\theta = \left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=l} = \frac{a_y l}{(v_{ox})^2}$$



شكل ١ — ٣

ومن الشكل الهندسي يمكن تحديد معادلة الخط المستقيم وهي

$$y=\frac{a_y l}{v_{ox}^2}\left(x-\frac{l}{2}\right) \quad (١ — ١٢)$$

وعند النقطة P' نجد أن $y=D$ ، $x=L+\frac{l}{2}$ وبالتالي تصبح المعادلة (١ — ١٢) كالآتي :

$$D=\frac{a_y Ll}{v_{ox}^2}$$

وبالتعويض عن قيمة العجلة a_y في إتجاه المحور Y طبقاً للعلاقة (١ — ٤) مع الوضع في الإعتبار أن $\varepsilon=V/d$ وكذلك بالتعويض عن قيمة v_{ox} طبقاً للعلاقة (١ — ٨) نجد أن الإنحراف

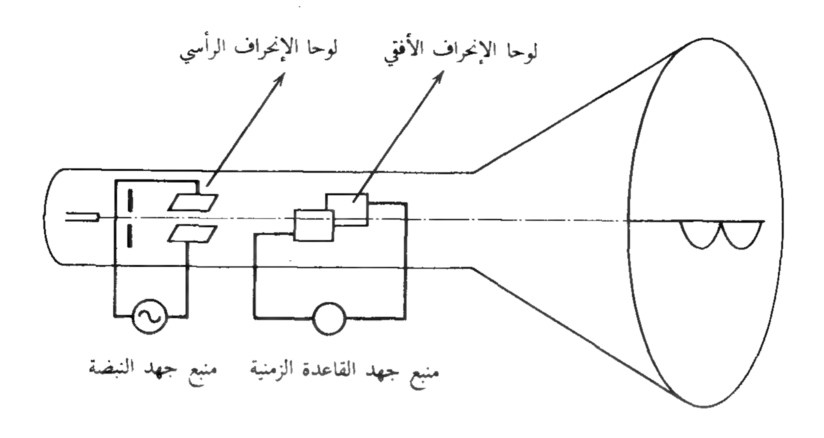
$$D=\frac{lLV}{2dV_a}=SV \quad (١ — ١٣)$$

حيث $S=lL/2dV_a$

وتبين هذه النتيجة أن قيمة الإنحراف على شاشة أنبوب أشعة المهبط يتناسب تناسباً طردياً مع فرق الجهد V بين اللوحين. وأما القيمة $S=lL/2dV_a$ فتعرف بإسم حساسية الأنبوب للإنحراف الإلكتروستاتيكي Electrostatic Deflection Sensitivity وهي عبارة عن قيمة الإنحراف بالمتر على الشاشة لكل واحد فولت من جهد الإنحراف ، ومن الواضح أن الحساسية لا تعتمد على كل من جهد الإنحراف V أو على النسبة l/m ولكنها تتناسب عكسياً مع جهد التعجيل V_a.

١ — ٥ راسم الذبذبات The Cathode–Ray Oscilloscope

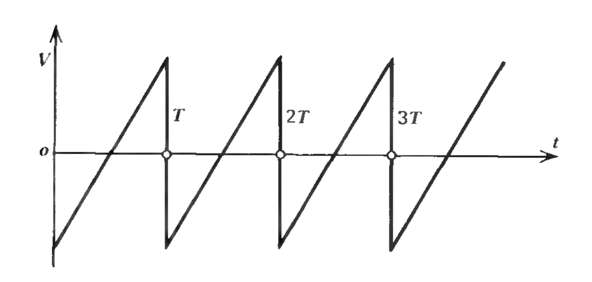
راسم الذبذبات والمبين في شكل ١ — ٤ هو عبارة عن أنبوب أشعة المهبط بداخلها زوجان من الواح الإنحراف الإلكتروستاتيكي. ويسمى الزوج الأول وهو موضوع أفقياً بلوحي الإنحراف الرأسي. والزوج الثاني



شكل ١ — ٤

وهو موضوع رأسياً بلوحي الإنحراف الأفقي . وتوصل النبضة المطلوب قياس جهدها بلوحي الإنحراف الرأسي وبالتالي ينحرف الشعاع الإلكتروني إلى أعلى أو إلى أسفل تبعاً لإشارة جهد النبضة وتعتمد قيمة الإنحراف على قيمة الجهد طبقاً للعلاقة (١ — ١٣) .

أما لوحا الإنحراف الأفقي فيتم توصيلها بمصدر جهد المسح وهو عبارة عن مصدر يولد جهداً متغيراً بالنسبة للزمن كالمبين في شكل ١ — ٥ ويعرف بإسم جهد سن المنشار . ونتيجة لتغير الجهد بين لوحي الإنحراف الأفقي بهذا الشكل نجد أن مسار الإلكترونات الأفقي ينجرف خطياً مع الزمن إبتداءً من الزمن صفر وحتى الزمن T . وعند T يعود الشعاع من جديد وبسرعة إلى نقطة البداية على الشاشة ثم يبدأ من جديد في الإنحراف كدالة خطية للزمن . وبذلك نجد أن الشعاع الإلكتروني يقوم بمسح الشاشة أفقياً من اليسار إلى اليمين أو العكس خلال مدة زمنية مقدارها T . فإذا ما وصل في نفس الوقت مصدر جهد متغير بقانون الجيب مثلاً بلوحي الإنحراف الرأسي فإن هذا الجهد يغير من مسار الإلكترونات في الإتجاه الرأسي كذلك ، وبالتالي نشاهد أثر الشعاع الإلكتروني على الشاشة وهو يرسم لنا شكل النبضة المطلوب قياسها .



شكل ١ — ٥

١ — ٦ سريان التيار في الفراغ Current Flow in Space

عند إنتقال الإلكترون تحت تأثير المجال الكهربي (كالمبين بالشكل ١ — ٦) فإن إنتقاله يستحدث شحنة موجبة على القطب السالب مسبباً إنتقال إلكترون في السلك الخارجي ونتيجة لذلك تنتقل الإلكترونات في السلك الخارجي من القطب الموجب إلى القطب السالب وهذه الحركة تمثل سريان التيار الكهربي في الدائرة في الإتجاه المعاكس . الطاقة التي تكتسبها الشحنة المنتقلة بين اللوحين عبارة عن

$$W = Vq = \int VIdt = m\frac{(v^2 - v_0^2)}{2}$$

فإذا ما أخذ تفاضل الطرفين بالنسبة للزمن نحصل على

$$VI = mv\frac{dv}{dt} = mva$$

وبالتعويض عن قيمة a من العلاقة (١ — ٤) نحصل على قيمة التيار

$$I = \frac{ev\varepsilon}{V} \text{ amp.} \qquad (١ — ١٤)$$

مثال ٢

في المثال السابق أوجد قيمة التيار الذي يمكن أن يمر في الدارة الخارجية قبل إصطدام الإلكترون بالقطب الموجب مباشرة .

الحل :

$$I = \frac{ev\varepsilon}{V} = \frac{1.6\times10^{-19}\times8.77\times10^{6}\times144\times10^{4}}{216.8}$$

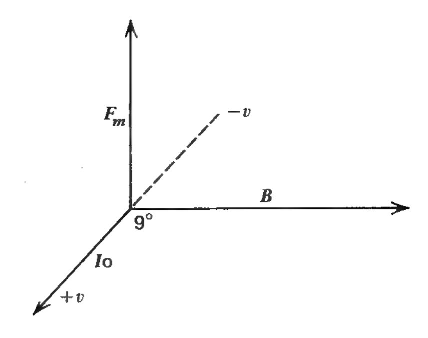
$$= 9.44\times10^{-11} \text{ amp.}$$

١ — ٧ حركة الإلكترون في المجال المغناطيسي المتجانس Electron Motion in a Uniform Magnetic Field

من المعروف أن القوة المؤثرة على موصل مستقيم طوله l (متر) يمر به تيار شدته I (أمبير) وموجود في مجال مغناطيسي كثافة فيضه B (وبر/متر٢) تعطى بالعلاقة .

$$F_m = BlI\sin\theta \qquad (١ — ١٥)$$

شكل ١ — ٦



شكل ١ — ٧.

حيث θ هي الزاوية بين إتجاه الموصل وإتجاه المجال المغناطيسي . ووحدة هذه القوة هي النيوتن ويكون إتجاهها عمودياً على كل من الموصل وإتجاه المجال كالمبين في شكل ١ — ٧ . وإذا كان التيار الكهربي ناتج عن الإلكترونات فمن المعروف أن إتجاه التيار يكون معاكساً لإتجاه حركة الإلكترونات . وبالتالي يمكن الإستعاضة عن التيار بالمعادلة الآتية

$$I = -\frac{Ne}{T}$$

حيث N عدد الإلكترونات الموجودة في الموصل l ، T الزمن اللازم لمرور الإلكترون خلال الموصل (بالثانية) وبالتالي تصبح القوة المؤثرة على الموصل هي

$$F_m = \frac{B.Nel \sin\theta}{T} \qquad (١ — ١٧)$$

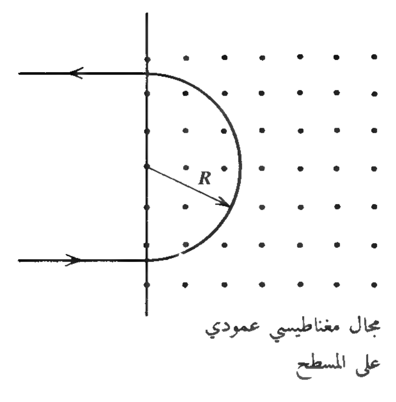
فإذا كان إتجاه التيار (حركة الإلكترونات) عمودياً على إتجاه المجال وأخذنا في الإعتبار أن v هي عبارة عن سرعة الإلكترونات (بالمتر/ثانية) نجد أن

$$F_m = BNev \qquad (١ — ١٨)$$

وبالتالي تصبح القوة المؤثرة على إلكترون واحد يتحرك عمودياً على المجال المغناطيسي هي

$$F_m = Bev \qquad (١ — ١٩)$$

أما القوة المؤثرة على إلكترون يتحرك في إتجاه المجال المغناطيسي أو عكسه فإنها تكون مساوية للصفر وبالتالي يستمر هذا الإلكترون في التحرك بمحاذاة خطوط المجال المغناطيسي بسرعة ثابتة . والآن نفرض أن إلكترون يتحرك بسرعة ثابتة مقدارها v_0 (متر/ثانية) ودخل متعامداً إلى مجال مغناطيسي متجانس كثافة فيضه(B)شكل ١ — ٨ وحيث أن القوة الواقعة على الإلكترون تكون عمودية على كل من إتجاه المجال وإتجاه الحركة دائماً فإنه لا يبذل أي شغل (work)عن هذه القوة . ويعني هذا أن طاقة الحركة للإلكترون تبقى ثابتة وبالتالي تبقى سرعته ثابتة . ونتيجة لذلك تبقى القوة المؤثرة على الإلكترون ثابتة . ونتيجة لهذه القوة الثابتة يتحرك الإلكترون في مسار دائري بسرعة ثابتة . ولتحديد نصف قطر الدائرة R التي يتحرك عليها الإلكترون يجب التذكر أن أي جسم يتحرك في



شكل ١ — ٨

دائرة بسرعة ثابتة v يتعرض لعجلة طرد مركزية مقدارها v^2/R أي لقوة طرد مركزية مقدارها mv^2/R. وحيث أن الحركة في دائرة تكون كل من القوتين الطاردة والمغناطيسية متساويتين أي أن

$$\frac{mv^2}{R}=Bev \qquad (١ — ٢٠)$$

أي أن

$$R=\frac{mv}{eB} \qquad (١ — ٢١)$$

وبالتالي تكون السرعة الزاوية ω (بالراديان) هي

$$\omega=\frac{v}{R}=\frac{eB}{m} \qquad (١ — ٢٢)$$

وبذلك يمكن تحديد زمن الدورة الكاملة وهو

$$T=\frac{2\pi}{\omega}=\frac{1}{f}=\frac{2\pi m}{eB} \qquad (١ — ٢٣)$$

وبالنسبة للإلكترون يكون زمن الدورة هو

$$T=\frac{3.57\times 10^{-11}}{B}$$

ومن الواضح من العلاقة (١ — ٢١) أن نصف قطر الدائرة يتناسب طردياً مع سرعة الإلكترون في حين أن زمن الدورة لا يعتمد على سرعه الإلكترون أو على نصف القطر. وهذا يعني أن الجسيمات ذات السرعات العالية سوف تدور في دائرة كبيرة خلال نفس الزمن الذي تدور فيه الجسيمات ذات السرعات البطيئة في دائرة صغيرة. وتعتبر هذه النتيجة المهمة أساس عمل العديد من الأجهزة الهامة مثل معجل السيكلوترون والعدسات المغناطيسية.

مثال ٣

إحسب الإنحراف الناتج عن المجال المغناطيسي الأرضي في أنبوب أشعة المهبط إذا فرض أن محور الأنبوب عمودي على المجال المغناطيسي للأرض الذي تبلغ شدته ٠,٦ جاوس ، علماً بأن جهد أنود الأنبوب هو ٤٠٠ فولت ، والمسافة بين الأنود والشاشة ٢٠ سم .

الحل

أولاً نحسب سرعة الإلكترون عند خروجه من ثقب الأنود طبقاً للعلاقة (١ — ٨)

$$v_0 = 5.93 \times 10^5 \sqrt{400} = 1.19 \times 10^7 \text{ m/sec}$$

من المعروف أن

١ $\frac{\text{وبر}}{\text{متر}^٢}$ = ١٠^٤ جاوس

$$\therefore \quad B = 0.6 \times 10^{-4} \frac{Wb}{m^2}$$

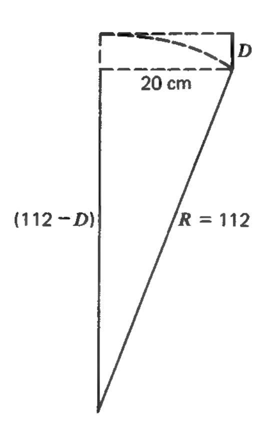
وباستخدام العلاقة (١ — ٢١) نحسب نصف قطر الدائرة

$$R = \frac{mv_0}{eB} = \frac{9.11 \times 10^{-31} \times 1.19 \times 10^7}{1.6 \times 10^{-19} \times 0.6 \times 10^{-4}} = 1.12 \text{ m} = 112 \text{ cm}$$

أي أن نصف قطر الدائرة التي يدور عليها الإلكترون ١١٢ سم . ويتضح من الشكل الهندسي (١ — ٩) أن

ومنها ينتج أن

$$112^2 = (112 - D)^2 + 20^2$$
$$D = 1.8 \text{ cm}$$

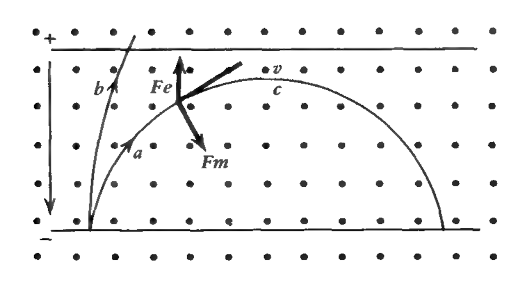


شكل ١ — ٩

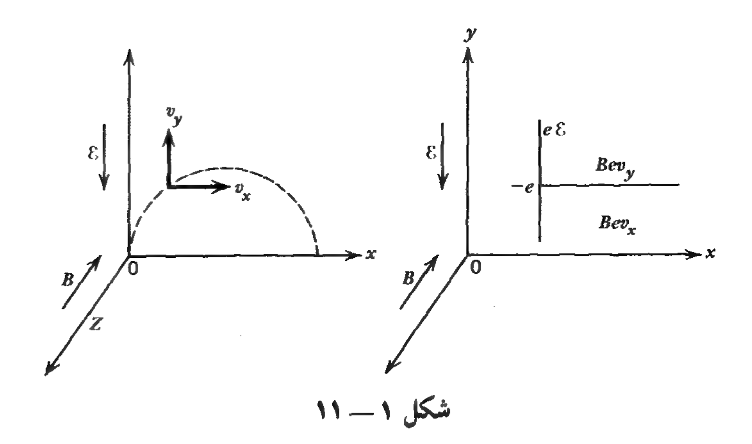
ويبين هذا المثال أن المجال المغناطيسي للأرض يمكن أن يكون له تأثير كبير على الإنحراف الرأسي في أنبوب أشعة المهبط إذا كان جهد الأنود صغير. أما إذا زاد جهد الأنود نجد أن الإنحراف الناتج عن المجال المغناطيسي الأرضي يقل. ومع ذلك فإنه يجب ضرورة تغطية أنبوب أشعة المهبط بغطاء يمنع تأثير المجال المغناطيسي الأرضي.

١ — ٨ حركة الإلكترونات في مجالات كهربية ومغناطيسية متعامدة — الماغنيترون
Motion in Crossed Electric and Magnetic Fields— The Magnetron

نفرض أن لدينا مجالاً كهربياً ناتج عن لوحين متوازيين كالمبين في شكل ١ — ١٠ وأن هذا المجال والموجود في مستوى سطح الورقة عمودي على مجال مغناطيسي (عمودي على سطح الورقة). وتسمى مثل هذه التركيبة للمجالين بالماغنيترون المستو. فإذا إنطلق إلكترون من القطب السالب بسرعة إبتدائية مساوية للصفر فإنه يقع تحت تأثير قوة المجال الكهربي ولكن المجال المغناطيسي لا يؤثر على هذا الإلكترون (حيث $v = ٥$) وتبدأ القوة الكهروستاتيكية بتعجيل الإلكترون في إتجاه اللوح الموجب وبالتالي يتحرك الإلكترون في إتجاه القطب الموجب بسرعة متزايدة، وحيث أنه أصبح للإلكترون سرعة تبدأ قوة المجال المغناطيسي في التأثير وتتزايد هذه القوة الأخيرة بزيادة السرعة. وبالتالي يصبح مسار الإلكترون كما هو موضح بالمنحنى (a). فإذا كانت شدة المجال المغناطيسي كافية يمكن أن يعود الإلكترون للكاثود مرة أخرى (كما هو مبين بالمنحنى a). أما إذا كان المجال المغناطيسي ضعيفاً فإنه يمكن أن يصل الإلكترون إلى القطب الموجب. ويمكن إثبات أن سرعة الإلكترون في كل نقطة من نقط المسار تعتمد فقط على الجهد الكهربي عند هذه النقطة. وبعد أن ينعكس المسار (عند النقطة (c) على الشكل) تبدأ سرعة الإلكترون في التناقص من جديد وبالتالي تقل القوة المغناطيسية المؤثرة عليه. وفي النهاية تصل سرعة الإلكترون من جديد الى الصفر عندما يصل للقطب السالب. ثم يبدأ الإلكترون بعد ذلك مساراً جديداً مماثلا. ولإيجاد معادلات الحركة للإلكترونات سوف نختار نظام الإحداثيات المبين بالشكل ١ — ١١. سوف نحلل سرعة الإلكترون في إي نقطة إلى مركبتين v_x ، v_y موازيتين للمحورين x ، y. وهاتان المركبتان مع المجال المغناطيسي المتعامد تؤديان إلى ظهور القوتين Bev_y و $-Bev_x$ في إتجاه المحورين Y ، X. ونظراً لوجود المجال الكهربي توجد قوة ثابتة مقدارها $\bar{e}\varepsilon$ في إتجاه المحور Y وبإستخدام قانون نيوتن الثاني يمكن كتابة معادلات الحركة في إتجاه المحاور x ، y كالآتي



شكل ١ — ١٠



شكل ١ — ١١

$$ma_x = Bev_y \qquad (١ — ٢٤)$$

أي

$$na_y = e\varepsilon - Bev_x \qquad (١ — ٢٥)$$

أي

$$\frac{dv_x}{dt} = \frac{eB}{m} v_y = \omega v_y \qquad (١ — ٢٦)$$

$$\frac{dv_y}{dt} = \frac{e\varepsilon}{m} - \omega v_x \qquad (١ — ٢٧)$$

ويأخذ تفاضل المعادلة (١ — ٢٧) والتعويض من المعادلة (١ — ٢٦) نجد أن

$$\frac{d^2 v_y}{dt^2} = -\omega^2 v_y \qquad (١ — ٢٨)$$

وبحل هذه المعادلة التفاضلية نجد أن

$$v_y = \alpha \cos \omega t + \ell \sin \omega t \qquad (١ — ٢٩)$$

حيث أن α ، ℓ ثوابت يمكن تحديدها كالآتي : عند بدء حركة الإلكترون من القطب السالب نجد أن

$$t = 0,\ v_y = 0,\ \frac{dv_y}{dt} = \frac{e\varepsilon}{m}$$

وبالتعويض في (١ — ٢٩) نجد أن

و

$$a = \sigma,\ \ell = \frac{e\varepsilon}{\omega m} \qquad (١ — ٣٠)$$

وبالتالي نجد أن

$$v_y = \frac{e\varepsilon}{\omega m} \sin \omega t \qquad (١ — ٣١)$$

وبالتعويض في (١ — ٢٧) نجد أن

$$v_x = \frac{e\varepsilon}{\omega m}(1-\cos\omega t) \qquad (١ — ٣٢)$$

ويأخذ تكامل هاتين المعادلتين الأخيرتين مع وضع الشروط الحدية في الإعتبار (أي عند $t=0$ ، $X=Y=0$ يمكن تحديد إحداثيات الإلكترون في أي لحظة كالآتي

$$x = \frac{e\varepsilon}{\omega^2 m}(\omega t - \sin\omega t) \qquad (١ — ٣٣)$$

$$y = \frac{e\varepsilon}{\omega^2 m}(t - \cos\omega t) \qquad (١ — ٣٤)$$

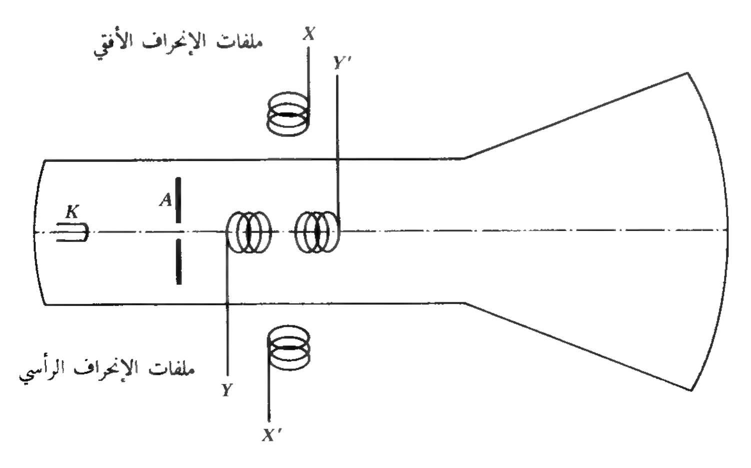
وتحقق هاتان المعادلتان المسار المبين على الشكل ١ — ١٠ . ومن المعادلة (١ — ٣٤) يتضح أن أكبر مسافة يمكن الوصول إليها من القطب السالب هي عندما تكون $\omega t = -1$ أى أن

$$y_{max} = \frac{2e\varepsilon}{\omega^2 m} = \frac{2\varepsilon m}{eB^2} \qquad (١ — ٣٥)$$

فإذا كانت هذه المسافة أكبر من المسافة الفاصلة بين اللوحين d نجد أن الإلكترونات تصل إلى القطب الموجب .

١ — ٩ أنبوب أشعة المهبط ذات الإنحراف المغناطيسي
Cathode-Ray Tube with Magnetic Deflection

تتميز بعض أنابيب أشعة المهبط الحديثة وخاصة المستخدمة في أجهزة التلفزيون بإستخدام المجالات المغناطيسية لحرف الشعاع الإلكتروني بدلاً من المجالات الكهربية . ويبين شكل ١ — ١٢ رسماً توضيحياً لأنبوب أشعة المهبط مع الملفات المولدة للمجالات المغناطيسية الخاصة بالإنحراف الأفقي والرأسي ويستخدم لهذا الغرض



شكل ١ — ١٢

زوجان من الملفات أحدهما XX' ويوضع عادة أفقياً على جانبي الأنبوب من الخارج ، والملفان متصلان على التوالي . وعند مرور تيار كهربي في هذين الملفين يتولد مجال مغناطيسي عمودي ويؤدي هذا المجال الذي يتناسب طردياً مع التيار المار إلى توليد قوة تؤثر على الإلكترونات في الإتجاه الأفقي وتؤدي إلى إنحراف الإلكترونات في هذا الإتجاه . أما الزوج الثاني من الملفات وهو YY' فهو المسئول عن الإنحراف الرأسي . وجدير بالذكر أنه في حالة إستخدام المجالات المغناطيسية للإنحراف في أنبوب أشعة المهبط يكون عادة إمتداد المجال صغير بالنسبة لطول مسار الإلكترون بعد عبوره الأنود المعجل . أي أنه تستخدم عادة ملفات قصيرة . ولسهولة حساب قيمة الإنحراف سوف نعتبر أن المجال المغناطيسي المتولد عبارة عن مجال متجانس ينتهي بنهاية طول الملف كالموضح في شكل ١ — ١٣ وإتجاه المجال عمودي على سطح الورقة من أسفل إلى أعلى . عندئذ يكون إتجاه القوة المؤثرة إلى أعلى . وبذلك يكون مسار الإلكترون OM عبارة عن جزء من دائرة مركزها Q . وتكون سرعة الإلكترون ثابتة ومساوية

$$v_0=\sqrt{\frac{2eV}{m}}$$

ومن الشكل يتضح أن

$$\theta=\frac{l}{R}$$

حيث R نصف قطر المسار الدائري .

وبالتعويض عن قيمة R من المعادلة (١ — ٢١) نجد أن

$$\theta=\frac{leB}{mv_0} \qquad (١٠ — ٣٦)$$

وحيث أن $L \gg l$ فإنه يمكن إعتبار أن قيمة الإنحراف D هي

$$D=L\tan\theta\approx L\theta \qquad (١ — ٣٧)$$

شكل ١ — ١٣

وبالتعويض عن قيمة v_0 وعن θ نجد أن

$$D = \frac{IL}{\sqrt{V}} \sqrt{\frac{e}{2m}} B \qquad (١ — ٣٨)$$

أي أن قيمة الإنحراف تتناسب طردياً مع كثافة الفيض المغناطيسي B أي مع شدة التيار المولد لهذا المجال .

أما القيمة $\frac{IL}{\sqrt{V}} \sqrt{\frac{e}{2m}}$

فتعرف بإسم حساسية الإنحراف المغناطيسي . ومن الواضح أن هذه القيمة لا تعتمد على شدة المجال شأنها في ذلك شأن حساسية الإنحراف الكهروستاتيكي . ولكن من الملاحظ أن حساسية الإنحراف المغناطيسي تعتمد على الجذر التربيعي لجهد الأنود المعجل وليس على قيمة جهد الأنود كما هو الحال في حساسية الإنحراف الكهروستاتيكي وهناك إختلاف آخر هو ظهور الجذر $\sqrt{e/2m}$ في حالة المجال المغناطيسي وعدم ظهوره في حالة المجال الكهربي . ولزيادة الحساسية للإنحراف المغناطيسي يجب أن تكون L أكبر ما يمكن أي أنه يجب وضع الملفات بعد الأنود مباشرة عند طرف أنبوب أشعة المهبط .

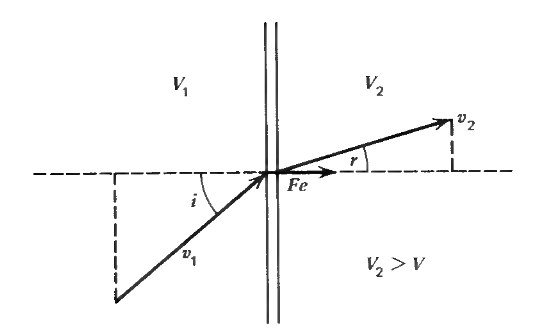
١ — ١٠ البصريات الإلكترونية Electron Optics

البصريات الإلكترونية عبارة عن أحد فروع علم الإلكترونيات . وهي تعني أساساً بإنتاج حزم وشعاعات الإلكترونات كتلك المستخدمة في أنابيب أشعة المهبط . ويتم التحكم في الحزم الإلكترونية (أو الأيونية) وتركيزها بإستخدام المجالات الكهربية والمغناطيسية أو كليهما معا . وتشبه هذه العملية عملية التحكم في مسار الضوء وتركيزه بإستخدام العدسات ولذلك فقد إستعير إسم البصريات للتعبير عن هذا التشابه . فتوجد العدسات الكهروستاتيكية والعدسات المغناطيسية والتي لها إستخدامات شتى لتركيز الحزم الإلكترونية في الإجهزة المختلفة . ولعل الميكروسكوب الإلكتروني هو أوضح الأمثلة التي تستخدم هذه العدسات وهو يتميز عن نظيره البصري بمعامل تكبير وقدرة تحليلية فائقين .

١ — ١١ العدسات الكهروستاتيكية Electrostatic Lenses

من المعروف أن القوة المؤثرة على إلكترون موجود في مجال كهربي تكون دائماً في إتجاه زيادة الجهد Potential . والآن نفرض أن إلكتروناً يتحرك بسرعة مقدارها v_1 في منطقة جهدها ثابت ومقداره V_1 . ونفرض أن هذه المنطقة مفصولة عن منطقة أخرى جهدها V_2 بواسطة حيز ضيق جداً بالنسبة لإمتداد كل منطقة كالمبين في شكل ١ — ١٤ . من المعروف أن القوة سوف تؤثر على الإلكترون في الحيز الموجود بين المنطقتين فقط ولا تؤثر أي قوة على الإلكترون عند تحركه داخل أي من المنطقتين . ويكون إتجاه القوة المؤثرة في الحيز الضيق كما هو مبين بالسهم عندما يكون $V_2 > V_1$. وبالتالي فإن الإلكترون في المنطقة ذات الجهد V_2 سوف يتحرك بسرعة جديدة مقدارها v_2. كذلك فإن سرعة الإلكترون في الإتجاه الموازي للحيز لن تتغير عند إنتقاله من المنطقة الأولى إلى الثانية لعدم وجود قوة في هذا الإتجاه وبذلك نجد أن

$$v_1 \sin i = v_2 \sin r \qquad (١ — ٣٩)$$



شكل ١ — ١٤

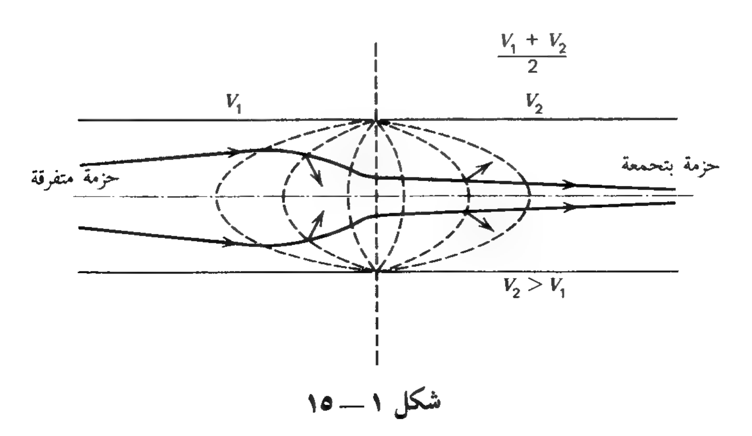
حيث i . r هما الزاويتان بين إتجاه حركة الإلكترون والخط العمودي على الحيز الفاصل بين المنطقة الأولى والثانية على الترتيب . وبالتعويض عن قيمتي v_1 ، v_2 بإستخدام العلاقة (١ — ٨) نجد أن

$$\sin i/\sin r = \frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{V_2}{V_1}} \qquad (١ — ٤٠)$$

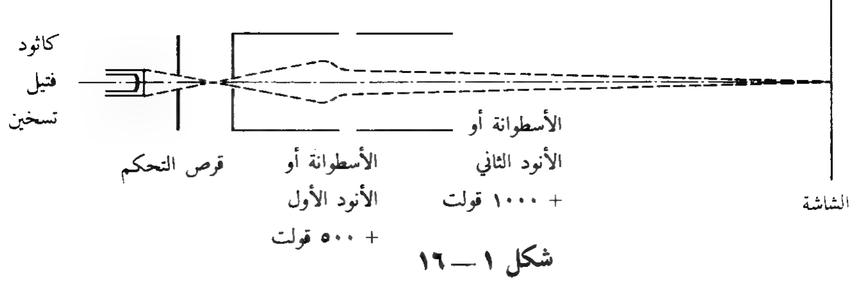
ويذكرنا هذا القانون بقانون سنيل Snell لإنكسار الضوء والذي ينص على أن

$$\sin i/\sin r = n_2/n_1$$

حيث n_1 . n_2 عبارة عن معامل الإنكسار للوسط الأول والثاني i ، r هما زاويتا السقوط والإنكسار . ونجد أن $\sqrt{V}$ في البصريات الإلكترونية يقوم مقام معامل الإنكسار n في الضوء . ويبين شكل ١ — ١٥ قطاع عدسة كهروستاتيكية وهي مكونة من إسطوانتين متساويتي القطر ومشتركتين في المحور ومفصولتين عن بعضيهما بحيز فاصل ، وجهد الإسطوانة الأولى V_1 في حين أن جهد الإسطوانة الثانية V_2 . وتبين الخطوط المتقطعة أسطح تساوي الجهد . ويظهر على الشكل حزمة متفرقة من الأشعة الإلكترونية تدخل العدسة (من اليسار) . وكما هو معلوم تكون القوة المؤثرة على الإلكترون في إتجاه زيادة الجهد وعمودية على أسطح تساوي الجهد . وبذلك فإنه حتى منطقة الحيز الفاصل تكون القوة المؤثرة على الإلكترونات قوة مجمعة (أي تؤدي الى تجميع الإلكترونات في إتجاه محور الإسطوانة) . أما في المنطقة اليمنى أي بعد عبور الإلكترونات للحيز الفاصل يصبح إتجاه القوة مفرقاً من



شكل ١ — ١٥



شكل ١ — ١٦

جديد . وعلى الرغم من أن المجال متناظر تماماً حول الحيز الفاصل إلا أن شدة التفرق بعد عبور الحيز تكون أقل من شدة التجميع قبل عبور الحيز حيث أن سرعة الإلكترونات بعد عبور الحيز تكون أكبر.. وبالإضافة الى ذلك فإن القوة المؤثرة على الإلكترون وهو بعيد عن المحور تكون أكبر بكثير من القوة المؤثرة عليه وهو قريب من المحور حيث أن هذه القوة تزيد بزيادة المسافة عن محور الإسطوانة . وعلى ذلك فإن هذه المجموعة تعمل كعدسة مجمعة للأشعة الإلكترونية ويمكن التحكم في قيمة بعدها البؤري وذلك عن طريق التحكم في فرق الجهد بين الإسطوانتين . ويتم أحياناً بناء مثل هذه العدسات الكهروستاتيكية من أسطوانتين مختلفتي القطر .

ويمكن عمل عدسات كهروستاتيكية بإستخدام فتحات في أقراص . وتختلف طبيعة العدسة بإختلاف شكل الفتحة وقيمة الجهد . ويعتبر مدفع الإلكترونات المستخدم في أنبوب أشعة المهبط مثالاً حياً لإستخدام كل من العدسات الإسطوانية وعدسات الفتحات لتركيز الشعاع الإلكتروني في البؤرة على الشاشة . ويبين شكل ١ — ١٦ مدفع إلكترونات Electron Gun وفيه يتضح إستخدام كل من عدسة الفتحات Aperture Lens والعدسات الإسطوانية . ويتم التحكم في شدة الحزمة الإلكترونية (شدة الإضاءة Brightness بتغير الجهد على قرص التحكم . أما البؤرة Focus (أي البعد البؤري فيتم التحكم فيه عن طريق تغيير الجهد على الأنود الأول) .

١ — ١٢ العدسات المغناطيسية Magnetic Lenses

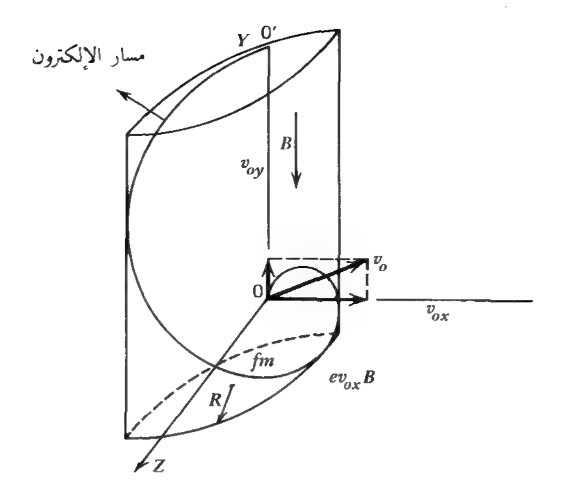
عرفنا أنه عند تحرك الإلكترون في إتجاهٍ مواز للمجال المغناطيسي فإنه لا تؤثر على الإلكترون أي قوة مغناطيسية ويستمر في حركته في خط مستقيم . وفي حالة تحرك الإلكترون في إتجاه عمودي على المجال المغناطيسي يقع الإلكترون تحت تأثير قوة عمودية على كل من إتجاه الحركة وإتجاه المجال وبالتالي يتحرك الإلكترون في مسار دائري . فإذا ماكان إتجاه حركة الإلكترون عند دخوله المجال المغناطيسي يشكل زاوية ما (بين الصفر ، ٩٠°) مع إتجاه المجال نجد أن مسار الإلكترون يتخذ شكلاً حلزونياً كالمبين في شكل (١ — ١٧) . ويمكن تحديد مسار الإلكترون عن طريق تحليل سرعته إلى مركبتين ، إحداها في إتجاه مواز لإتجاه المجال والأخرى عمودية على إتجاه المجال (على الطالب إيجاد الممر الإلكتروني في هذه الحالة) . ويمكن إيجاد خطوة الحلزون "Pitch" (المسافة OO′) التي ينتقل خلالها الإلكترون في إتجاه المجال بعد دورة واحدة كالآتي

$$P = v_{oy} T$$

حيث T هو زمن الدورة والذي يمكن تحديده من العلاقة (١ — ٢٣) .

أي أن

$$P = \frac{2\pi m}{eB} v_{oy} \qquad (١ — ٤١)$$



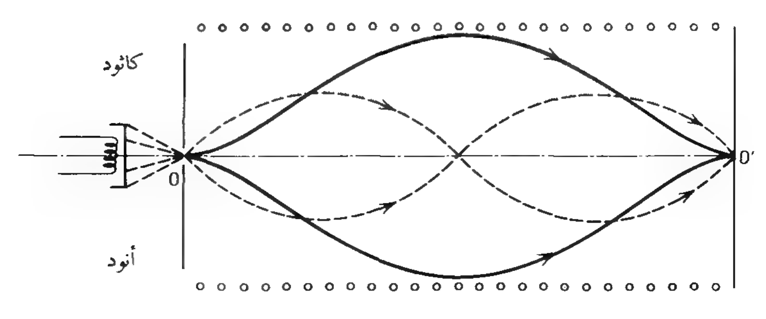
شكل ١ — ١٧.

وتعتبر هذه العلاقة أساس إستخدام المجال المغناطيسي الطولي في عملية تركيز الحزم الإلكترونية أي كعدسات مغناطيسية .

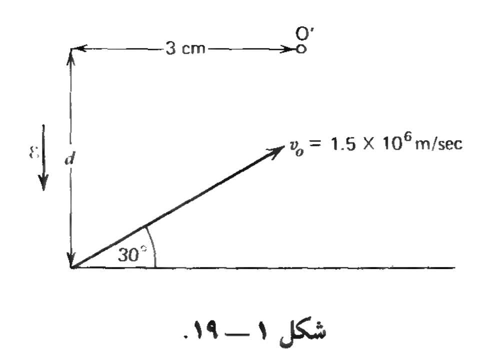
ويبين شكل ١ — ١٨ كيفية إستخدام العدسات المغناطيسية في تركيز الحزم الإلكترونية في بؤرة محددة . وفي هذا الشكل تمر الإلكترونات بعد تعجيلها من ثقب موجود بالأنود وتخرج في شكل حزمة متفرقة ويتم توليد المجال المغناطيسي بواسطة ملف حلزوني Solenoid ينطبق محوره مع محور ثقب الأنود . في هذه الحالة تمر الإلكترونات المحورية من الأنود وتصل الى النقطة Ō خلال خط مستقيم دون أن تؤثر عليها أي قوة . أما الإلكترونات التي تخرج في شكل حزمة متفرقة مكونة زاوية θ مع المحور فإنها تمر في مسار حلزوني نصف قطره

$$R = \frac{mv_0}{eB} \sin\theta$$

وكما سبق أن ذكرنا فإن جميع الإلكترونات تكمل دورة واحدة من الممر الحلزوني خلال نفس الزمن وهو $T = 2\pi m/eB$ وعلى ذلك فإن المسافة المقطوعة في إتجاه المحور تكون مساوية $2\pi m v_0 \cos\theta/eB$ فإذا كانت قيمة الزاوية θ صغيرة ، فإن قيمة $\cos\theta$ تكون قريبة من الواحد الصحيح . وبذلك نجد أن جميع الإلكترونات



شكل ١ — ١٨.



شكل ١ — ١٩.

التي تخرج من الأنود متفرقة بزاوية θ قيمتها صغيرة نسبياً تتجمع من جديد في نقطة واحدة على مسافة واحدة من النقطة O . وتعرف النقطة O' ببؤرة العدسة المغناطيسية . وكما هو واضح فإن البعد البؤري يعتمد على كل من شدة المجال وسرعة الإلكترونات .

وجدير بالذكر أن مثل هذا النوع من العدسات المغناطيسية تعرف بإسم العدسات المغناطيسية الطويلة ويكون معامل تكبيرها مساوياً للواحد الصحيح . وهناك أنواع أخرى من العدسات المغناطيسية يستخدم مجالاً مغناطيسياً غير متجانس وذلك بإستخدام ملف قصير . وتعرف هذه العدسات بالعدسات المغناطيسية القصيرة وتتميز بمعامل تكبير عال .

مسائل وأسئلة على الباب الأول

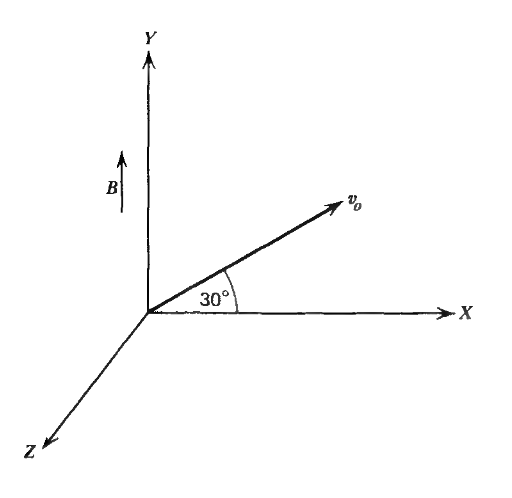
١ — إنطلق الكترون من كاثود بسرعة إبتدائية صغيرة . فإذا كان جهد الكاثود — ١٠٠ فولت . إحسب سرعة الإلكترون عند وصوله إلى لوح معدني جهده مساوٍ للصفر ويبعد عن الكاثود مسافة قدرها ٣ سم .

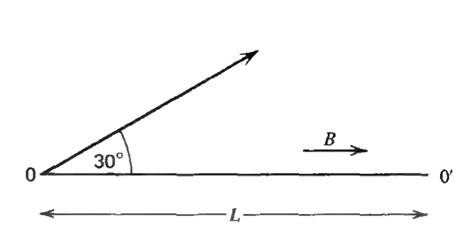
٢ — إذا كانت المسافة بين لوحي مكثف متوازيين هي ١ سم وإنطلق الكترون من اللوح السالب بسرعة إبتدائية صغيرة جدا . أوجد الزمن الذي يستغرقه الإلكترون ليصل إلى اللوح الآخر إذا كان فرق الجهد بينهما ١٠٠٠ فولت .

٣ — الكترون طاقته الحركية ١,٦ × ١٠$^{-١٦}$ جول وموجود عند القطب الموجب لمكثف متوازي اللوحين ويتحرك عمودياً على سطح اللوح الموجب في إتجاه اللوح السالب . فإذا كان فرق الجهد بين اللوحين ٣٠٠ فولت . فهل يصل الإلكترون إلى اللوح السالب ؟ وما هي طاقة حركته عند وصوله اللوح السالب ؟ . أوجد قيمة فرق الجهد ليصل الإلكترون إلى السكون عند اللوح السالب .

٤ — مدفع الكترونات يقذف إلكتروناته بزاوية ٣٠ (شكل ١ — ١٩) وسرعة v_o = ١,٥ × ١٠^{٦} متر ثانية أوجد الزمن الذي يستغرقه الإلكترون في حالة وصوله الى الثقب . وإذا كان إتجاه المجال إلى أسفل . فما هي قيمة d لكي يصل الإلكترون إلى الثقب .

٥ — أنبوب أشعة المهبط بياناتها كالآتي $L = 19.4$ cm ، $l = 1.27$ cm ، $d = 0.475$ cm فإذا كان جهد التعجيل مساوياً ٤٠٠ فولت . أوجد حساسية هذه الأنبوبة . وإذا كان جهد الإنحراف = ٣٠ فولت . فأوجد شدة المجال المغناطيسي العمودي والمؤثر على طول الأنبوب تأثيراً متجانساً بحيث يعطي نفس الإنحراف .





شكل ١ — ٢١

شكل ١ — ٢٠

٦ — قذف الكترون بسرعة إبتدائية مقدارها ١٠^٧ متر/ثانية في إتجاه يصنع ٣٠° مع مستوى الورقة (شكل ١ — ٢٠) فإذا كان قيمة $L = 1$ cm فاوجد شدة المجال المغناطيسي B بحيث يمر الإلكترون بالنقطة O'.

٧ — قذف الكترون بزاوية قدرها ٣٠° في المستوى XY (شكل ١ — ٢١) وبسرعة مقدارها ٥ × ١٠^٦ متر/ثانية فإذا كان المجال المغناطيسي متجانس ومواز للمحور Y وكثافة فيضه $B = 3.0 mW/m^2$ أوجد وضع الإلكترون بعد مضي فترة زمنية مقدارها ٤ نانو ثانية .

٨ — إذا كان فرق الجهد بين الكاثود والأنود في أنبوب أشعة المهبط ٩٠٠ فولت وكانت زاوية تفرق حزمة الإلكترونات عند ثقب الأنود صغيرة . وكان أفضل تركيز للشعاع الإلكتروني على الشاشة يتم عندما تكون شدة المجال المغناطيسي الطولي عبارة عن ٢,٥ مللي وبر/متر^٢ . فإذا أصبح فرق الجهد بين الأنود والكاثود مساوياً ٥٠٠ فولت . أوجد أقل شدة للمجال اللازم لإعادة تركيز الشعاع الإلكتروني على الشاشة ، ثم أوجد القيمة التالية لشدة المجال والتي يتم عندها تركيز الشعاع مرة أخرى .

٩ — عرف وحدة الالكترون فولت وما العلاقة بينها وبين الجول والإرج .

١٠ — إستنتج معادلة المسار الإلكتروني في مجال كهربي عمودي على إتجاه الحركة .

١١ — إستنتج قيمة الإنحراف في أنبوب أشعة المهبط ذي الإنحراف الكهروستاتيكي .

١٢ — إرسم أنبوب أشعة المهبط . وإشرح بالتفصيل كيفية عملها .

١٣ — إستنتج معادلة المسار لإلكترون يتحرك في مجالين متعامدين أحدهما كهربي والآخر مغناطيسي عندما تكون حركة الإلكترون عمودية على المجال المغناطيسي .

١٤ — علل سبب إستخدام الإنحراف المغناطيسي بدلاً من الكهربي في أنابيب أشعة المهبط الحديثة .

١٥ — أوجد العلاقة بين زاويتي السقوط والإنكسار في العدسات الكهروستاتيكية .

١٦ — إرسم شكلاً توضيحياً لعدسة كهروستاتيكية . وإشرح أسس عملها .

١٧ — كيف يستخدم المجال المغناطيسي للعمل كعدسة مغناطيسية .

١٨ — إرسم عدسة مغناطيسية طويلة . وإشرح كيفية عملها . وما العوامل المؤثرة على بعدها البؤري . أذكر أهم الفروق بين العدسة الطويلة والقصيرة .

الباب الثاني

الإلكترونات في المادة
Electrons in Matter

في هذا الباب سوف نتعرف على الخصائص الذرية الرئيسية للمادة مع محاولة لإلقاء الضوء على سويات الطاقة Energy Levels وشرائح الطاقة Energy Bands . ثم ننتقل بالتالي إلى كيفية التميز بين العازلات وأشباه الموصلات والموصلات . كذلك سوف نتعرف على أنواع الإصدار (الإنبعاث) الإلكتروني Electron Emission مع التركيز على الإنبعاث الأيوني الحراري .

٢ — ١ الإلكتـرون في الـذرة Electron in Atom

لكي نستطيع فهم العديد من الظواهر المتعلقة بالتوصيل أو العزل الكهربي وبالإصدار الإلكتروني يجب أولاً أن نتعرف على الذرة وعلى التركيب الذري للمادة سواء كانت في الحالة الغازية أو السائلة أو الصلبة . فمن المعروف أن الذرة تتكون من النواة التي تتركز فيها كل الكتلة الذرية تقريباً وشحنتها موجبة . وحول هذه الكتلة المركزية الموجبة الشحنة تدور الإلكترونات (سالبة الشحنة) الخفيفة جداً بالنسبة لكتلة النواة . ولوضوح الصورة فسوف نأخذ في الإعتبار ذرة الهيدروجين . تتكون هذه الذرة من نواة موجبة الشحنة وهي عبارة عن بروتون واحد يدور حولها إلكترون واحد (سالب الشحنة) وبذلك تكون شحنة الذرة متعادلة . وحيث أن النواة تحمل تقريباً كل الكتلة الذرية فإنها تبقى تقريباً ساكنة في حين يدور حولها الإلكترون في مدارات مغلقة . وبذلك نجد أن هناك قوتان مؤثرتان على الحركة الإلكترونية . الأولى هي قوة الجذب بين الإلكترون والنواة (أي البروتون) وهي تخضع لقانون كولوم والثانية وهي قوة الطرد المركزي . وبإستخدام الميكنيكا الكلاسيكية يمكن إثبات أن مسار الإلكترون حول النواة يكون دائرياً أو على شكل الليبس ellipse (قطع ناقص) .

ولو فرضنا أن الإلكترون يدور طبقاً لهذا النموذج الذري في دائرة وأن النواة ثابتة فإنه من السهل حساب نصف قطر هذا المدار وذلك بمعرفة الطاقة الكلية W للإلكترون . وحيث أن قوة الجذب (بالنيوتن) بين الإلكترون والنواة (البروتون) هي $e^2/4\pi\varepsilon_0 r^2$ حيث e هي شحنة الإلكترون بالكولوم ، r هي المسافة بين الإلكترون والبروتون بالمتر (أي نصف قطر المدار) ، ε_0 هي نفاذية الفراغ ، فإنه طبقاً لقانون نيوتن الثاني يجب أن تتساوى هذه القوة مع قوة الطرد وهي عبارة عن حاصل ضرب كتلة الإلكترون m في العجلة v^2/r أي

$$\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r^2}=\frac{mv^2}{r} \qquad (٢ — ١)$$

وبالاضافة إلى ذلك فإن طاقة الوضع لإلكترون موجود على مسافة r من النواة هي $-e^2/4\pi\varepsilon_0 r$ وطاقة الحركة له هي   . وبذلك فإنه طبقاً لقانون بقاء الطاقة نجد أن الطاقة الكلية للإلكترون

$$W=\frac{1}{2}mv^2-\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0 r} \qquad (٢ — ٢)$$

وبالتعويض في هذه المعادلة عن mv^2 من المعادلة (٢ — ١) نجد أن

$$W=-\frac{e^2}{8\pi\varepsilon_0 r} \qquad (٢ — ٣)$$

وتوضح هذه المعادلة العلاقة بين الطاقة الكلية للإلكترون وبين نصف قطر مداره ، وهي تبين أن الطاقة الكلية للإلكترون تتخذ دائماً قيماً سالبة . وكلما إقترب الإلكترون من النواة تناقصت قيمة طاقته .

وطبقاً لما هو معروف من قوانين الكهرودیناميكا فإن أي جسيم مشحون يتحرك بعجلة يجب أن يشع طاقة . فإذا كانت هناك شحنة تقوم بحركة إهتزازية (أو دورانية) بتردد مقداره f يكون تردد طاقة الإشعاع مساوياً لنفس التردد f أي أنه يمكن القول أن تردد الطاقة المفقودة بسبب الإشعاع يساوي تردد دوارن الإلكترون حول النواة . معنى هذا أنه طالما أن الإلكترون يفقد طاقة في شكل إشعاع يجب أن تتناقص طاقته الكلية بنفس قيمة طاقة الإشعاع وبالتالي فإن طاقة الإلكترون تتناقص بالتدريج ويتناقص بالتالي نصف قطر المدار إلى أن يسقط الإلكترون على النواة . وهذا منافٍ للحقيقة . فالإلكترون لا يسقط على النواة ، فما هو السبب ؟

٢ — ٢ نظرية بوهر للذرة Bohr Theory of the Atom

حيث أن تردد الدوران يعتمد على نصف قطر المدار وحيث أن نصف القطر يتناقص تدريجياً طبقاً لما سبق ذكره فإنه يجب أن يكون تردد الطاقة المفقودة متغيراً تغيراً تدريجيا . وهذه النتيجة تخالف تماماً النتائج التجريبية حيث وجد أن خطوط الطيف المنبعثة من الذرات لها ترددات محددة ولا تتخذ أي قيم تدريجية . وقد دفعت هذه الحقيقة العالم السويدي نلس بوهر إلى وضع فرضياته الشهيرة الثلاث والتي أصبحت فيما بعد أساساً لميكانيكا الكم . والفرضيات الثلاث هي :

أ — ليست كل قيم الطاقة ممكنة كما تنص الميكانيكا الكلاسيكية حيث أنه في الذرة يمكن أن توجد قيم محددة (متقطعة) للطاقة . ويتواجد الإلكترون في حالات تكون طاقته مساوية لهذه القيم المحددة فإنه لا يصدر أي إشعاعات ويقال أن الإلكترون في حالة غير مشعة (أو حالة مستقرة) .

ب — عند إنتقال الإلكترون من حالة مستقرة طاقتها W_2 إلى حالة مستقرة أخرى طاقتها W_1 فإنه يصدر (أو يمتص) إشعاعات طاقتها تساوي فرق الطاقة بين الحالتين أي أن ترددها

$$f=\frac{W_2-W_1}{h} \qquad (٢ — ٤)$$

حيث h هو ثابت بلانك Planck's Constant (ووحدته جول . ثانية) .

جـ — تتحقق الحالة المستقرة Stationary State إذا تحقق الشرط الآتي وهو أن يكون عزم الإندفاع (عزم

كمية الحركة) للإلكترون في هذه الحالة عزماً كمومياً أي يتخذ قيماً صحيحة للمقدار $(h/2\pi)$ أي أن الحالة المستقرة هي الحالة التي يتحقق لها الشرط

$$mvr_n = n\frac{h}{2\pi} = n\hbar \qquad (٢ — ٥)$$

حيث $\hbar$ عبارة عن عدد صحيح $(n=1, 2, 3, 4 \ldots)$ ، $\hbar = h/2\pi$. وبربط المعادلات (٢ — ١) ، (٢ — ٥) يمكن إيجاد أنصاف الأقطار المحددة التي يمكن أن يتحرك بها الإلكترون (أي أنصاف أقطار الحالات المستقرة) .

$$r_n = \frac{h^2\varepsilon_0}{\pi me^2}\cdot n^2 \qquad (٢ — ٦)$$

حيث r_n يرمز لنصف قطر الحالة رقم n . وبإستخدام المعادلة (٢ — ٣) يمكن إيجاد قيم الطاقة لكل من هذه الحالات وهي

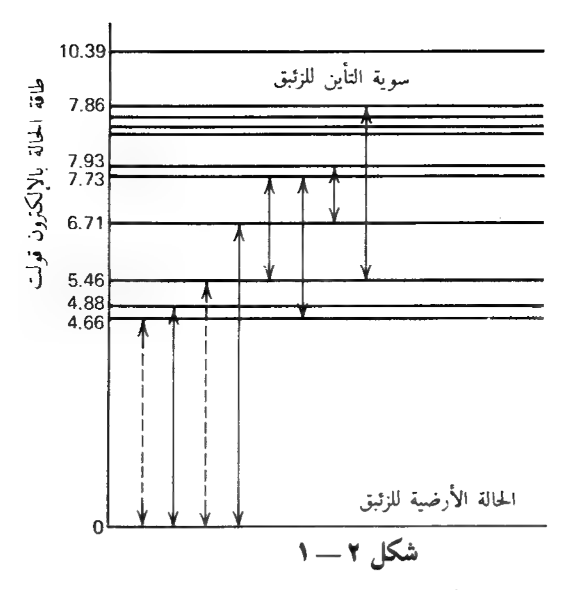
$$W_n = \frac{-me^4}{8h^2\varepsilon_0^2}\frac{1}{n^2} \qquad (٢ — ٧)$$

وبإستخدام العلاقة (٢ — ٤) يمكن إيجاد قيم تردد الإشعاعات الصادرة عند إنتقال الإلكترون من حالة إلى أخرى وقد وجدت هذه القيم قريبة جداً من القيم التجريبية . كذلك فإن نصف قطر أول مدار (أصغر مدار) للإلكترون قد وجد مساوياً ٠,٥ إنجستروم وهو ما ينطبق مع نتائج العلاقة (٢ — ١) .

٢ — ٣ سويات (مناسيب) الطاقة الذرية Atomic Energy Levels

وجدنا أن الإلكترون عند دورانه حول البروتون في نواة الهيدروجين يتخذ قيماً محددة للطاقة تحددها العلاقة (٢ — ٧).ويمكن حساب طاقات الحالات المختلفة (أي لقيم مختلفة للعدد n) بإستخدام هذه العلاقة بالنسبة للعناصر الخفيفة . وهكذا فإننا نجد أن الإلكترون يمكن أن يدور في مدارات مختلفة وتكون طاقته في كل مدار ذات قيمة محددة ويقال إن الإلكترون في حالة محددة للطاقة . ويطلق على هذه الحالة إسم منسوب أو (سوية) الطاقة Energy Level . ويمكن أن ينتقل الإلكترون من حالة إلى أخرى . فإذا ما إنتقل الإلكترون من حالة ذي طاقة أعلى إلى حالة ذي طاقة أقل في الذرة فإنه ينتج عن ذلك إنبعاث طاقة مساوية للفرق بين طاقتي الحالتين على شكل موجات كهرومغناطيسية ، ويقال إنه أنطلق فوتون بطاقة وتردد تحدده العلاقة (٢ — ٤) . أما في حالة إنتقال الإلكترون إلى حالة (أوسوية) ذي طاقة أعلى فإنه لكي يتم هذا الإنتقال لا بد أن تمنح الذرة طاقة تساوي الفرق بين طاقتي السويتين . (أي أن الذرة في هذه الحالة تمتص طاقة) .

وجدير بالذكر أن العلاقة (٢ — ٧) لا تصلح لتحديد سويات الطاقة بالنسبة للعناصر الثقيلة (أي ذات العدد الذري الكبير) ، حيث أنه يتم تحديد سويات الطاقة لهذه العناصر بطريقة تجريبية . ويبين شكل (٢ — ١) سويات الطاقة بالنسبة لعنصر الزئبق . وتبين القيم الموجودة على اليسار طاقة كل سوية بالإلكترون فولت . أما الخطوط الرأسية ذات الإسهم فهي توضح بعض إنتقالات الإلكترونات من سوية إلى أخرى . وأما القيم المبينة على هذه الخطوط فهي تمثل أطوال موجات الإشعاعات الصادرة أو الممتصة عند الإنتقال بوحدة الأنجستروم (١ أنجستروم = ١٠$^{-10}$ متر) . وكما هو واضح فإن بعض هذه الخطوط ويطلق عليها إسم الخطوط الطيفية يقع في



شكل ٢ — ١

نطاق الضوء المرئي والبعض الآخر في نطاق الأشعة تحت الحمراء أو فوق البنفسجية ولما كانت الوحدات الأكثر إنتشاراً — عند دراسة الخطوط الطيفية للعناصر — هي الأنجستروم لطول الموجة ، والإلكترون فولت للطاقة فإنه يمكن إعادة كتابة المعادلة (٢ — ٤) بإستخدام طول الموجة بدلاً من التردد مع إستخدام هذه الوحدات الجديده لتأخذ الشكل

$$\lambda = \frac{12\,400}{W_2 - W_1}$$

وجدير بالذكر أن قيم الطاقة المبينة على هذا الشكل ليست طاقة الإلكترون في كل سوية وإنما هي الفرق في الطاقة بين السوية (أو الحالة) الأرضية وبين السوية الأخرى. والحالة الأرضية (يطلق عليها أحياناً السوية الصفرية أو العادية) وهي الحالة التي تكون مجموع طاقات الإلكترونات في الذرة أقل ما يمكن . أي عندما تحتل الإلكترونات أقرب مدارات للنواة . أما الحالات الأخرى ذات الطاقة الأعلى فيطلق عليها إسم الحالات المثارة Excited States أو السويات المشعة Radiating Levels أو السويات الرنينية Resonance Levels ويجب الذكر أن أكثر الخطوط شدة في طيف ذرات الزئبق هو الخط الناتج عن الإنتقال الإلكتروني بين الحالة المثارة ٤,٨٨ إلكترون فولت وبين الحالة الأرضية وبإستخدام العلاقة (٢ — ٨) نجد أن طول موجة هذا الخط هي :

$$\lambda = \frac{12\,400}{4.88 - 0} = 2537\ A^0$$

٢ — ٤ التركيب الإلكتروني للعناصر

Electronic Structure of The Elements

تعرفنا في الفصل (٢—٢) على أن الإلكترونات يمكن أن تدور في مدارات محددة يحددها الرقم n . ويسمى هذا الرقم بالعدد الكمي الرئيسي . وبذلك يكون العدد الكمي الرئيسي n هو عبارة عن عدد صحيح

(۱ ، ۲ ، ۳ ، . . .) يحدد الطاقة الكلية للحالة المعينة ويمكن بالتالي أن يحدد حجم المدار الكلاسيكي . ولكن لتحديد شكل هذا المدار وبالتالي لتحديد الإندفاع الزاوي Angular Momentum طبقاً لفرضية بوهر الثانية يجب إضافة عدد آخر **يطلق عليه إسم العدد الكمي للإندفاع المداري الزاوي** The Orbital Angular Momentum Quantum Number . ويتخذ هذا العدد القيم $l=0, 1, 2, \ldots (n-1)$ وهو يحدد شكل المدار الكلاسيكي (مدار دائري عند $l=0$ ، أو قطع اليبس عند $l=1 \ldots$) . ولما كان العدد الكمي للإندفاع المداري l عبارة عن قيمة متجهة فإنه يجب تحديد إتجاهه بالنسبة لإتجاه معلوم في الفراغ . ويمكن أن يحدد هذا الإتجاه المعلوم بإستخدام مجال مغناطيسي . وبذلك فإنه يجب التعرف على عدد كمي جديد يطلق عليه **العدد الكمي المداري المغناطيسي** The Orbital Magnetic Quantum Number ويرمز له بالرمز m_e . وهذا العدد يحدد قيمة مسقط العدد الكمي للإندفاع المداري في إتجاه المجال المغناطيسي ويمكن أن يتخذ العدد الكمي المغناطيسي القيم التالية $m_e=0, \pm 1, 2 \ldots \pm l$. وبذلك تكون قيم مسقط الإندفاع المداري في الإتجاه المحدد بالمجال المغناطيسي هي $m_e\hbar$ وهناك عدد كمي رابع يطلق عليه إسم الغزل (السبين) الإلكتروني الذاتي Electron Spin فقد وجد تجريبياً أن الإلكترون يدور حول محور فيه بالإضافة إلى دورانه حول النواة . وقيمة الإندفاع الذاتي المتولدة عن هذا الدوران تتخذ قيماً محددة بالنسبة لإتجاه المجال المغناطيسي وهي إما $+\frac{1}{2}\hbar$ أو $-\frac{1}{2}\hbar$ وبذلك فإن العزم الذاتي الإلكتروني يمكن أن يتخذ قيمتين فقط هما $m_s=+\frac{1}{2}$ أو $-\frac{1}{2}$ بوحدات $\hbar$.

مبدأ باولي The Exclusion Principle

ينص مبدأ باولي على أنه في أي مجموعة إلكترونية (كالذرة مثلاً) لا يمكن أن يوجد أكثر من إلكترون واحد له نفس الأعداد الكمية الأربعة ، n, l, m_e, m_s ومعنى ذلك أنه عند تواجد عدد معين من الإلكترونات في ذرة معينة فإنه لا يمكن وجود الكترونين في نفس الحالة (أي بنفس أعداد الكم) .

القشرات (الطبقات) الإلكترونية Electronic Shells

جميع الإلكترونات ذات العدد الكمي الرئيسي المشترك تخضع لقشرة Shell إلكترونية واحدة. ويرمز للقشرات الإلكترونية المختلفة بالرموز $K, L, M, N, O.$ وهي القشرات ذات العدد الكمي الرئيسي $n=1, 2, 3, 4 \ldots$ وتنقسم كل قشرة إلى قشرات فرعية Subshells وذلك حسب قيمة العدد الكمي للإندفاع المداري l . ويرمز للقشرات الفرعية بالرموز $s, p, d, f, \ldots$ وهي الرموز المقابلة لقيم $l=0, 1, 2, 3, 4 \ldots$ ويبين الجدول (۲—۱) كيفية توزيع الإلكترونات على القشرات والقشرات الفرعية بعد أخذ مبدأ باولي في الإعتبار . وجدير بالذكر أن كل العناصر الكيميائية المعروفة تقع في حدود سبع قشرات .

ولتوضيح هذا الجدول نفرض أن لدينا ذرة هليوم . بالنسبة لهذه الذرة نجد أن عدد الكم الرئيسي $n=1$ وبالتالي نجد أن $l=0$ حيث $\{l=0, 1, \ldots (n-1)\}$ كذلك تكون قيمة $m_e=0$. على ذلك توجد حالتين للإلكترونين هما $m_s=\pm\frac{1}{2}$ وبذلك نجد أن هذه القشرة تمتلئ بواسطة إلكترونين فقط وتسمى القشرة بالحالة $1S$.

أما إذا كانت $n=2$ ، فإننا نجد قيمتين للعدد ، إحداهما $l=0$ وبالتالي تكون $m_e=0$ وتكون $m_s=\pm\frac{1}{2}$ وبذلك نجد أن القشرة الفرعية المسماة $2S$ يمكن أن تحتوي على إلكترونين فقط . أما القشرة الفرعية الأخرى لنفس العدد الكمي الرئيسي $n=2$ فهي $l=1$ وبذلك

جدول (٢ — ١)

القشرة أو عدد الكم الرئيسي	K 1	L 2		M 3			N 4				0 5				
عدد الكم للإندفاع المداري القشرة الفرعية	0 s	0 s	1 p	0 s	1 p	2 d	0 s	1 p	2 d	3 f	0 s	1 p	2 d	3 f	4 g
عدد إلكترونات القشرة الغرعية	2	2	6	2	6	10	2	6	10	14	2	6	10	14	18
عدد إلكترونات القشرة	2	8		18			32				50				

تكون $m_e = +1,0,-1$ وفي كل من هذه الحالات الثلاث للعدد m_e توجد قيمتين للعدد m_s هما $\pm\frac{1}{2}$. وبذلك يكون العدد الإجمالي للإلكترونات في القشرة L هو ٢ + ٦ = ٨ إلكترونات . وبنفس الطريقة يمكن إيجاد عدد الإلكترونات الخاصة بكل قشرة فرعية أو قشرة أساسية وهي الأعداد المبينة في الجدول (٢ — ١) .

وبذلك يمكن أن نحدد كيفية ملء القشرات في كل ذرة بالإلكترونات . فإذا أخذنا ذرة الهيدروجين مثلاً ، ورقمها الذري $Z=1$ نجد أن هذه الذرة في الحالة الأرضية (وليست المثارة) تتخذ الوضع $1S'$. أي أن الإلكترون الوحيد في هذه الذرة يسكن القشرة $K(n=1)$ وبتحديد أكثر يسكن القشرة الفرعية S التابعة للقشرة K .

أما ذرة الصوديوم وعددها الذري $Z=11$ فإنها تتخذ الوضع الإلكتروني $1S^2 2S^2 2P^6 3S^1$ ، أي إلكترونان في القشرة الفرعية $1S$ وإلكترونان في القشرة الفرعية $2S$ ، وستة إلكترونات في القشرة الفرعية $2P$ ويبقى إلكترون واحد للقشرة الفرعية $3S$ وهي القشرة الخارجية الغير ممتلئة . وبذلك نجد أن الصوديوم أحادي التكافؤ .

وجدير بالذكر أن إلكترونات القشرات الداخلية تكون شديدة الإرتباط بالذرة ولا يمكن إثارتها أو تأيينها بسهولة وذلك نظراً لأن هذه الإلكترونات تكون أقرب إلى النواة وبالتالي أكثر إرتباطاً بها وبذلك تكون طاقتها أقل ما يمكن (أنظر العلاقة (٢—٧)) . كذلك فإن الذرات التي تمتليءُ قشراتها الخارجية بالإلكترونات تكون ذرات مستقرة تماماً ويطلق عليها إسم الذرات الخاملة مثل الهليوم والنيون والأرجون والكربتون ، . .

٢ — ٥ جهد الإثارة وجهد التأيين

Excitation and Ionization Potential

رأينا أن الحالة الأرضية للذرة هي تلك الحالة التي تحتل فيها الإلكترونات القشرات الأقرب إلى النواة . وبأسلوب آخر فإن الحالة الأرضية هي تلك الحالة التي يكون مجموع الطاقة الكلية لجميع الإلكترونات أقل ما

يمكن . ولكن يمكن أن ينتقل الإلكترون من قشرة ذي طاقة منخفضة إلى قشرة ذي طاقة أعلى . ويقال في هذه الحالة أن الذرة أصبحت مثارة حيث يصبح مجموع الطاقة الكلية للذرة أكبر منه في الحالة الأرضية . ويمكن أن ينتقل في الذرة أكثر من إلكترون من قشرة ذي طاقة منخفضة إلى قشرة ذي طاقة أعلى . وبذلك تصبح الطاقة الكلية للذرة أكثر وأكثر . وطبيعي أنه لإنتقال أي إلكترون من قشرة ذي طاقة منخفضة إلى قشرة ذي طاقة أعلى يجب أن تمنح للإلكترون كمية من الطاقة تساوي الفرق بين طاقة القشرتين . وتسمى هذه الكمية من الطاقة بطاقة الإثارة أو كمون الإثارة Excitation Potential ويبين الجدول (٢ ــ ٢) كمون الإثارة الأولى (أي إنتقال إلكترون واحد من أبعد قشرة إلى القشرة التي تليها مباشرة) لبعض العناصر . وعند منح الإلكترون في الذرة كمية من الطاقة تكون كافية لإبعاده عن تأثير النواة فإن هذا الإلكترون يخرج من قشرته إلى خارج الذرة تماماً وتسمى هذه العملية بالتأين حيث تبقى الذرة في شكل أيون موجب الشحنة . وجدير بالذكر أن كمية الطاقة اللازمة للتأيين تساوي تماماً الطاقة الكلية السالبة للإلكترون ولكن بإشارة موجبة . وتسمى هذه الطاقة بطاقة التأين أو كمون التأيين Ionization Potential . وقد أوردنا بعض قيم كمون التأين الأول لبعض العناصر في الجدول ٢ ــ ٢ بوحدات الإلكترون فولت (أ. ف) .

٢ ــ ٦ قطاعات (أو شرائح) الطاقة Energy Bands

تعرفنا في الفصل ٢ ــ ٣ على سويات الطاقة في الذرة المعزولة والتي لا تؤثر فيها ذرة أخرى أو أي مؤثر آخر كالمجال الكهربي مثلا . ولكن عندما تقترب الذرة من ذرات أخرى أو من أي مؤثر خارجي تتغير طاقة كل سوية زيادة أو نقصا . ونعلم عموماً أن المادة تتكون من ذرات وأنها توجد في حالات ثلاث هي الحالة الصلبة والسائلة والغازية . وسوف نرى في هذا الفصل أنه يوجد تغيير ملموس في سويات الطاقة الذرية لهذه الحلات الثلاث .

أ ــ الحالة الغازية

في الغازات عموماً تكون المسافة بين الذرات كبيرة بالنسبة إلى أنصاف أقطار الذرة وبالتالي فإن الإلكترون في الذرة المعنية لا يخضع إلا لتأثير نواته الخاصة ولا يقع عليه تأثير ملموس من إلكترونات الذرات

جدول (٢ ــ ٢)

الـذرة		كمون الإثارة الأول (أ . ف)	كمون التأين الأول (أ . ف)
الهيدروجين	H	١٠,٢	١٣,٦
الهليوم	He	٢٠,٩	٢٤,٦
النيــون	Ne	١٦,٦	٢١,٦
الصوديوم	Na	٢,١	٥,١
الأرجــون	Ar	١١,٦	١٥,٨
الكربتــون	Kr	١٠,٠	١٤,٠
الكسينـون	Xe	٨,٤	١٢,١
الزئبــق	Hg	٤,٩	١٠,٤

المجاورة أو نوياتها . ولذلك نجد أن سويات الطاقة للذرة في الحالة الغازية مشابهة إلى أبعد الحدود لسويات الطاقة للذرة المعزولة .

ب ـــ الحالة السائلة

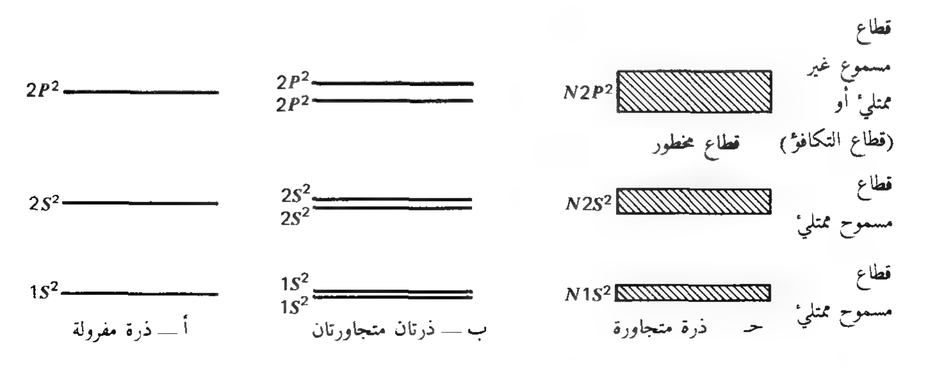
في هذه الحالة تكون المسافة بين الذرات صغيرة وتكون عادة قريبة من نصف قطر القشرة الخارجية للإلكترونات . وبذلك يخضع الإلكترون لتأثير نواته ولتأثير نويات الذرات المجاورة . وبذلك تتغير سويات الطاقة عما كانت في الحالة المعزولة .

حـ ـــ الحالة الصلبة

في هذه الحالة تكون الذرات قريبة جداً من بعضها فتؤثر النواة الواحدة على إلكتروناتها الخاصة وكذلك على الكترونات الذرات المجاورة . ومن دراستنا للأجسام الصلبة وجد أن معظم المعادن وأشباه الموصلات عبارة عن بناء بللوري . والبناء البللوري أو البللورة عبارة عن إنتظام توزيع الذرات (وبدقة أكثر الايونـات) في الفراغ في نظام هندسي معين تتكرر وحداته تكراراً منتظما . وتبعاً لهذا البناء البللوري نجد أن الأنوية تكاد تكون مثبتة في عقد nodes هذا البناء في حين تتداخل إلكترونات الذرات المتجاورة في الفراغ بين الأنوية . ونتيجة لهذا التداخل تتغير سويات الطاقة . ويكون هذا التغيير صغيراً بالنسبة لسويات القشرات الداخلية (لبعدها النسبي عن الأنوية المجاورة) . في حين أن سويات الطاقة الخاصة بالقشرات الخارجية تتغير تغيراً ملموساً حيث تقتسم أكثر من نواة هذه الإلكترونات بينها . وعلى الرغم من التغير في طاقة السوية إلا أن المجموع الكلي لطاقات الذرات يبقى ثابتا . فلو زادت طاقة إحدى السويات في ذرة ما نجد أن طاقة السوية المقابلة لها في الذرة المجاورة تقل . ويبين شكل (٢ ـــ ٢) سويات الطاقة لذرة كربون معزولة وتركيبها الذري $1S^2 2S^2 2P^2$ (الشكل ٢ ـــ ٢أ) .

أما إذا كانت لدينا ذرتان من الكربون متجاورتين (في الماس مثلاً) نجد أن سويات الطاقة تصبح كما هو موضح في الشكل ب بحيث تزداد طاقة بعض السويات في إحدى الذرات وتقل طاقات السويات المقابلة في الذرة الأخرى المجاورة بنفس القدر .

فإذا كان لدينا عدد N من الذرات في تركيبة بللورية واحدة (حيث الذرات قريبة من بعضها) فإن طاقات السوية المحددة تختلف في جميع هذه الذرات بحيث أنه يصبح لدينا عدد N من السويات بدلاً من



شكل ٢ ـــ ٢ .

السوية الواحدة . ويعتبر ذلك نتيجة مباشرة لمبدأ باولي حيث لا يمكن أن يوجد أكثر من إلكترون واحد في نفس المجموعة بنفس الطاقة .

وهكذا فإننا نجد أن السوية الواحدة في الذرة المعزولة أصبحت عبارة عن سويات في الذرات المتقاربة . وجدير بالذكر أن الفرق في الطاقة بين هذه السويات يكون صغيراً جداً في حين أن عددها يكون كبيراً (حيث $N \approx 10^{23}$ لكل سم^3) . وبذلك يصبح الفرق في طاقات السويات صغيراً جداً بحيث يمكن إعتبارها متداخلة . ويسمى هذا العدد الكثير من السويات القريبة جداً من بعضها بإسم قطاع (شريحة) الطاقة Energy Band وهو المبين في (شكل ٢ــ٢جـ) بالمنطقة المظللة . ويوجد بكل قطاع N من السويات تحتوي كل منها على إلكترونين عزمها الذاتي في إتجاهين مختلفين أي أن عدد الإلكترونات في كل قطاع يساوي $2N$. ويلاحظ وجود فجوات في الطاقة Energy Gap بين كل قطاع وآخر ، يطلق عليه إسم القطاع الممنوع أو المحظور ويعتمد عرض القطاع الممنوع على المسافة بين الذرات في البلورة فكلما كانت المسافة بين الذرات صغيرة كان عرض هذا القطاع صغير أو العكس صحيح . وهكذا نجد أنه يمكن أن تتداخل بعض قطاعات الطاقة فيما بينها (أي يصبح عرض القطاع الممنوع مساوياً للصفر) .

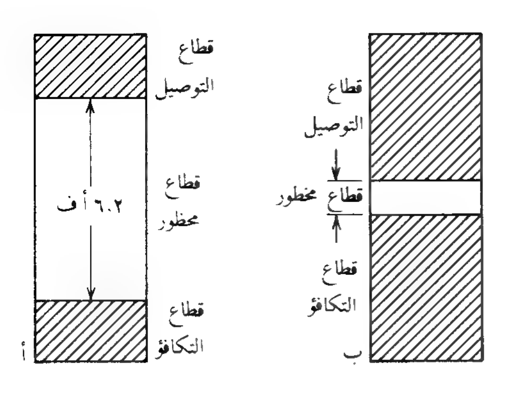
٢ــ٧ العازلات وأشباه الموصلات والموصلات

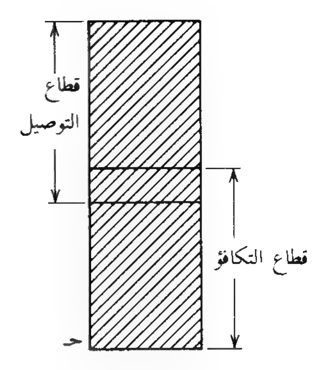
Insulators, Semiconductors and Conductors

تنقسم المواد من حيث التوصيل الكهربي إلى أقسام ثلاث هي العازلات وأشباه الموصلات والموصلات ، وذلك تبعاً لتركيب شرائح الطاقة لهذه المادة . ولو نظرنا إلى الشكل ٢ــ٢ جـ نجد أن القطاع السفلي به N من الطاقات (السويات) يحتلها $2N$ من الإلكترونات وهو لا يتسع لأكثر من هذا العدد من الإلكترونات ولذلك فهو يسمى قطاع ممتلئ Filled band كذلك القطاع الثاني به N من السويات ويحتله $2N$ من الإلكترونات وهو لا يتسع لأكثر من ذلك فهو الآخر قطاع ممتلئ . وأما القطاع العلوي ففيه $2N$ من السويات أو $6N$ من السويات الفرعية ويمكن أن يسكنه $6N$, من الإلكترونات ، في حين أن عدد الإلكترونات الموجودة فعلاً هي $2N$ ، وبذلك يتسع هذا القطاع إلى $4N$ من الإلكترونات . ولذلك يحدد هذا القطاع تكافؤ العنصر ويسمى بقطاع التكافؤ . وواضح أن التكافؤ في هذا الشكل رباعي (الكربون رباعي التكافؤ) . كذلك توجد قطاعات أعلى يطلق عليها إسم قطاع الإثارة الغير محتل Unoccupied Excitation band وهو القطاع الذي ينتج عند إنتقال الإلكترون من السوية $2P$ إلى السوية $3S$ في حالة الكربون . ويطلق على هذا القطاع إسم آخر هو قطاع التوصيل Conduction band أو القطاع الفارغ .

أ ــ العــازلات

في العازلات نجد أن الفرق في الطاقة بين قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل كبير نسبيا . فمثلاً في حالة الماس . نجد أن هذا الفرق (أي عرض القطاع المحظور) يساوي حوالي ٦,٢ إلكترون فولت . ولكي ينتقل إلكترون من قطاع التكافؤ إلى قطاع التوصيل يجب منحه قيمة من الطاقة تساوي ٦,٢ أ . ف أو أكثر . فإذا إستخدمنا مجالاً كهربياً لمنح الإلكترون في الماس هذه الطاقة فإننا نحتاج إلى مجال شدته حوالي $٦,٢ \times ١٠^{٨}$ فولت/سم (إذا إعتبرنا أن نصف قطر الذرة في حدود $١٠^{-٨}$ سم) . ولذلك فإنه لا يمكن منح الإلكترون هذه الطاقة وبذلك نجد أن الماس من العازلات الجيدة . ويبين شكل (٢ــ٣أ) كيفية تتابع قطاعات الطاقة في الماس .





شكل ٢ ــ ٣

ب ــ أشباه الموصلات

جميع المواد التي يكون عرض القطاع المحظور بها صغير (حوالي واحد إلكترون فولت) تسمى بأشباه الموصلات (أنظر شكل ٢ ــ ٣ ب) فمثلاً الجرافيت (صورة بللورية أخرى للكربون) يعتبر مادة شبة موصلة. وأهم المواد المعروفة كأشباه موصلات هي الجرامانيوم وتركيبة الذري هو $1S^2 2S^2 2P^6 3S^2 3P^6 3d^{10} 4S^2 4P^2$ وهو رباعي التكافؤ وعرض القطاع المحظور بين قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل ٠,٧٥ إلكترون فولت. كذلك السليكون Si وتركيبه الذري هو $1S^2 2S^2 2P^6 3S^2 3P^2$ وعرض القطاع المحظور فيه ١,٢١ أ. ف. ويجب الذكر أن عرض القطاع المحظور يعتمد على درجة الحرارة. والقيم التي أوردناها لعرض القطاع هي عند الصفر المطلق. وعند زيادة درجة الحرارة نجد أن بعض إلكترونات التكافؤ تكتسب طاقة حرارية أكبر من عرض القطاع المحظور. وبذلك ينتقل الإلكترون من قطاع التكافؤ إلى قطاع التوصيل، ويتوفر في المادة عدد من الإلكترونات الحرة التي يمكن أن تتحرك وتؤدي إلى سريان تيار كهربي حتى لو كان الجهد المؤثر صغير جدا.

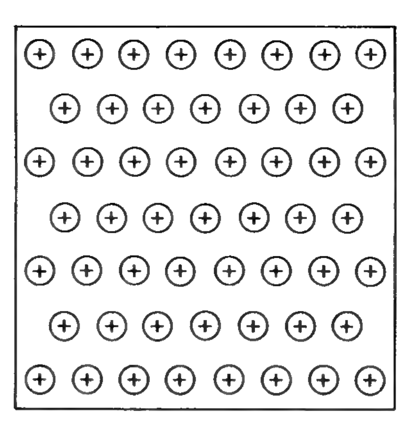
جـ ــ الموصلات

في جميع المعادن نجد أن تركيب القطاعات يتميز بعدم وجود قطاع محظور بين قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل أي أن قطاع التكافؤ يتداخل مع قطاع التوصيل كما هو مبين في الشكل ٢ ــ ٣ ج. وبذلك نجد أن إلكترونات التكافؤ تكون هي ذاتها الكترونات التوصيل. وفي حالة وجود مجال كهربي ما تكتسب هذه الإلكترونات طاقة إضافية وتنتقل بيسر وسهولة بين سويات الطاقة المختلفة.

٢ ــ ٨ الحركية والتوصيلية في المعادن

Mobility and Conductivity in Metals

وجدنا في المعادن أن إلكترونات التكافؤ لذرة ما تكون مرتبطة بذرتها الأم إرتباطاً ضعيفاً جداً بحيث يمكن إعتباره مساوياً للصفر حيث لا يوجد قطاع محظور بالنسبة لهذه الإلكترونات وبذلك نجد أن لكل ذرة من ذرات المعدن يوجد ما لا يقل عن إلكترون (وأحياناً إلكترونان أو ثلاثة) حر يمكنه أن يتحرك بحرية بين الأيونات



شكل ٢ — ٤

المكونه للمعدن . ويبين شكل ٢ — ٤ كيفية توزيع الذرات (بدقة أكثر الأيونات) في المعدن حيث ترمز كل دائرة مظللة لنواة واحدة مع الإلكترونات المرتبطة بها إرتباطاً وثيقاً (أي لأحد الأيونات) . أما الفراغات الغير مظللة بين الأيونات فهي تحتوي على إلكترونات التكافؤ للذرات وهي تلك الإلكترونات الحرة والغير مرتبطة بذرة محددة وتسمى بالإلكترونات التي فقدت ذاتها . وتستطيع هذه الإلكترونات الحرة أن تتجول بحرية من ذرة إلى أخرى في الفراغات بين هذه الأيونات . وعلى ذلك فالمعادن عبارة عن تركيبة بللورية تحتوي على أيونات مرتبة ترتيباً دورياً منتظماً ومرتبطة ببعضها إرتباطاً وثيقاً تسبح بينها بحرية سحابة من الإلكترونات . وتعرف هذه الصورة باسم الوصف الإلكتروني الغازي للمعدن Electron-gas description of Metal .

وطبقاً للنظرية الإلكترونية الغازية للمعدن تكون الإلكترونات في حركة مستمرة ويتغير إتجاه حركة أي من هذه الإلكترونات عند إصطدامه بأحد الأيونات الثقيلة . وتسمى المسافة المتوسطة بين كل إصطدامين متتاليين بمتوسط الممر الحر mean free path وحيث أن حركة الإلكترونات حركة عشوائية فإن التيار الكهربي الناتج عن هذه الحركة يكون مساوياً للصفر .

وعند التأثير على المعدن بواسطة مجال كهربي فإنه نتيجة للقوة الكهروستاتيكية الواقعة على الإلكترونات تبد أ هذه الإلكترونات في التعجيل وتزداد سرعاتها كدالة للزمن . ولكن نتيجة للتصادم بين الإلكترونات والأيونات فإن الإلكترون يفقد جزء من طاقته (أي من سرعته). وهكذا تصل سرعة الإلكترون داخل المعدن إلى قيمة ثابتة تعرف بإسم سرعة الإنسياق Drift velocity v_d . ويكون إتجاه السرعة معاكساً لإتجاه المجال الكهربي . وترتبط سرعة الإنسياق بشدة المجال ε بالعلاقة

$$\grave{v}_d = \mu \grave{\varepsilon} \qquad (٢—٩)$$

حيث تعرف μ بإسم حركية الإلكترونات Electron Mobility (ووحدتها متر٢/فولت. ثانية) . وهكذا نجد أن حركة الإلكترونات أصبحت تتكون من مركبتين إحداهما عشوائية والأخرى إنسياقية ولها إتجاه محدد ، وبذلك يمر تيار كهربي . فإذا عبرنا عن كثافة الإلكترونات الحرة بالرمز n (هو عبارة عن عدد الإلكترونات في المعدن لكل متر٣) تكون كثافة التيار J (بالأمبير/متر٢) هي

$$J = ne\grave{v}_d = ne\mu\grave{\varepsilon} = \sigma\grave{\varepsilon} \qquad (٢—١٠)$$

حيث $\sigma = ne\mu$ وتعرف بتوصيلية المعدن ، Metal Conductivity ، وتعرف العلاقة (٢—١٠) بإسم قانون أوم . وجدير بالذكر أن الطاقة التي تكتسبها الإلكترونات نتيجة للمجال الكهربي تعود فتفقدها نتيجة للتصادم مع الأيونات الثابتة وعلى ذلك تكون القدرة المفقودة في المعدن هي

$$P = J\varepsilon = \sigma\varepsilon^2 \qquad (٢—١١)$$

٢—٩ توزيع طاقة الإلكترونات

Energy Distribution of Electrons

سوف نتعرف الآن على كيفية توزيع الطاقة على الإلكترونات في المعدن . سوف نرمز لعدد الإلكترونات الحرة في المتر المكعب والتي تكون طاقتها محصورة بين القيمة W والقيمة $W+dW$ بالرمز dn_W. ونرمز لكثافة الإلكترونات عند الطاقة W بالرمز $\mathscr{S}_w$. بذلك نجد أن

$$dn_W = \mathscr{S}_W dW \qquad (٢—١٢)$$

ويمكن التعبير عن الكثافة $\mathscr{S}_w$ كالاتي

$$\mathscr{S}_w = f(W)N(W)$$

حيث $N(w)$ عبارة عن كثافة الحالات (عدد الحالات لكل إلكترون فولت في المتر المكعب) في قطاع التوصيل . أما الدالة (التابع) $f(w)$ فهو عبارة عن إحتمال أن الحالة المعينة ذي الطاقة W قد شغلها إلكترون وبإستخدام طرق الفيزياء الإحصائية وميكانيكا الكم يمكن حساب قيمة $N(W)$ حيث نجدها مساوية

$$N(W) = \gamma W^{1/2} = \frac{4\pi}{h^3}(2m)^{3/2}(1.6\times10^{-19})W^{1/2} = 6.82\times10^{27}\ W^{1/2} \qquad (٢—١٣)$$

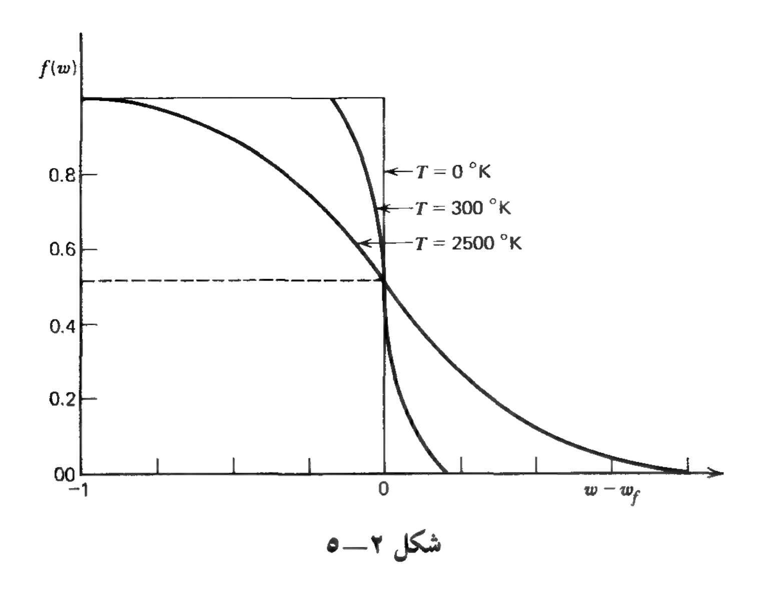
حيث m كتلة الإلكترون بالكيلوجرام ، h ثابت بلانك .

أما الدالة $f(W)$ والمعروفة بإسم دالة الإحتمال لفيرمي — ديراك Fermi-Dirac Probability Function فيمكن حسابها بإستخدام طرق الإحصاء الكمي حيث نجدها مساوية

$$f(W) = \frac{1}{1+\exp[(W-W_f)/KT]} \qquad (٢—١٤)$$

حيث K ثابت بلتسمان $(K = 138\times10^{-23}\,\mathrm{J}/K^\circ)$ ، T درجة الحرارة (K°) ، W_f تعرف بإسم مستوى طاقة فيرمي وهو عبارة عن حالة الطاقة التي يكون إحتمال إنشغالها ٥٠٪ في حالة عدم وجود قطاع محظور ، والسبب في ذلك أنه لو كانت $W = W_f$ نجد أن $f(W) = \frac{1}{2}$. ويبين شكل ٢—٥ العلاقة بين دالة الإحتمال $f(w)$ وبين القيمة $w - w_f$ عند ثلاث قيم لدرجات الحرارة .

وعندما تكون $T = 0\mathrm{K}^\circ$ فإننا نجد أن $f(W) = 0$ إذا كانت $w > w_f$ ومعنى ذلك أنه عند الصفر المطلق يكون إحتمال وجود حالة بطاقة أعلى من مستوى طاقة فيرمي W_f مساوياً للصفر . أما إذا كانت



شكل ٢ـــ٥

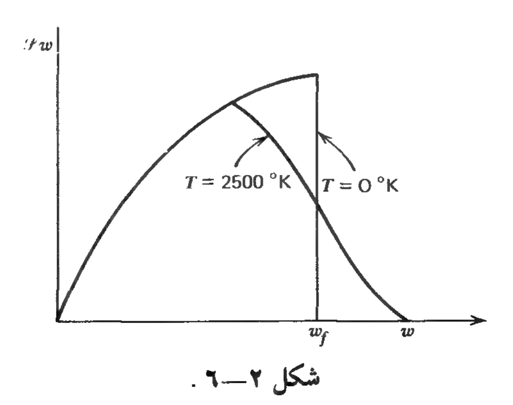
$w < w_f$ نجد $f(w)=1$ ومعنى ذلك أن جميع الحالات ذي الطاقة الأقل من طاقة فيرمي w_f سوف تكون مشغولة عند الصفر المطلق .

وهكذا فإننا نجد أنه عند الصفر المطلق $0K°$ لا يمكن أن توجد في المعدن إلكترونات بطاقة أعلى من مستوى طاقة فيرمي W_f وبذلك يمكن تعريف مستوى طاقة فيرمي على أنها أقصى طاقة للإلكترون في المادة عند الصفر المطلق .

وهكذا فإنه بإستخدام العلاقات (٢ــ١٢) ، (٢ــ١٣) ، (٢ــ١٤) عند الصفر المطلق نجد أن

$$\mathscr{S}_w = \begin{cases} 0 & w > w_f \\ \gamma W^{1/2} & w > w_e \end{cases} \qquad (٢ــ١٥)$$

ويبين شكل ٢ــ٦ كيفية توزيع الطاقة على الإلكترونات طبقاً للعلاقة (٢ــ١٥) عندما تكون درجة الحرارة مساوية للصفر المطلق وطبقاً للعلاقات (٢ــ١٢) ــ (٢ــ١٤) عندما تكون $T=2500\,K°$. وتمثل المساحة المحصورة بين المنحنى والمحور w عدد الإلكترونات الحرة لكل (م^٣) . ولذلك فإن المساحة تحت المنحنيين متساوية .

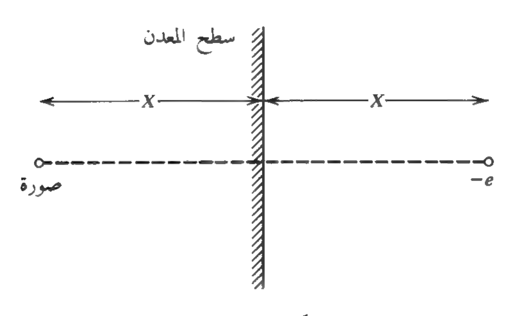


شكل ٢ــ٦ .

والجدير بالملاحظة هو أن دالة التوزيع تتغير تغيراً طفيفاً بتغير درجة الحرارة ولذلك نجد أن عدد الإلكترونات التي أصبحت طاقتها أكبر من w_f عند درجة الحرارة $T=2500K°$ هو عدد قليل نسبيا .

٢ــ ١٠ الإنبعاث (الإصدار) الإلكترون Electron Emission

يوضح منحنى توزيع طاقة الإلكترونات في المعدن (شكل ٢ــ٦) أن كل إلكترون في المعدن يتحرك في نطاق جهد (كمون) وأنه **لا** توجد **في المتوسط** أي قوى كهربية مؤثرة على الإلكترون في إتجاه معين ، حيث يقع كل إلكترون تحت تأثير العديد من القوى في إتجاهات مختلفة تكون محصلتها مساوية للصفر . ولكن بعض الإلكترونات القريبة من السطح تتعرض لتأثير قوي من إتجاه واحد حيث أن الإلكترونات والأيونات لا تحيط بها من جميع الجهات . ويمكن لبعض هذه الإلكترونات السطحية أن تندفع إلى خارج المعدن . ويبين شكل ٢ــ٧ إلكترون



شكل ٢ــ٧ .

خرج من السطح وأصبح على مسافة x منه . وبمجرد خروج هذا الإلكترون من السطح يصبح المعدن مشحون بشحنة موجبة مقدارها $+e$ وبالتالي تؤثر قوة جذب بين الإلكترون السالب والمعدن الموجب . ويمكن حساب قيمة قوة الجذب هذه لو إعتبرنا أنه نتيجة لخروج الإلكترون لمسافة X تكونت صورة (شحنة موجبة) على نفس المسافة x من السطح . وبذلك تكون قوة الجذب هي

$$F_e=\frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\,\frac{e^2}{4x^2} \qquad (٢ــ١٦)$$

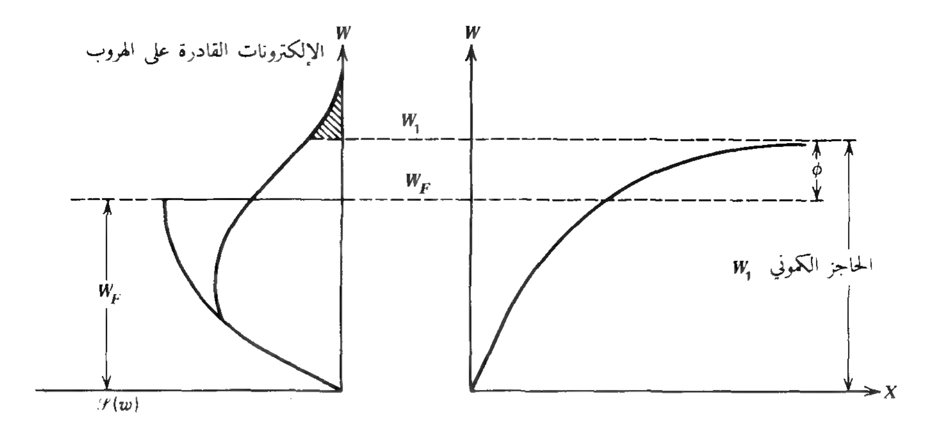
وتؤدي هذه القوة إلى إعادة الإلكترون من جديد إلى سطح المعدن ودخوله فيه . ولكي يهرب الإلكترون من سطح المعدن ومن تأثير هذه القوة الجاذبة فإنه يجب بذل شغل مقداره

$$W_1=\int_0^x F_e(x)dx=\frac{e^2}{16\pi\varepsilon_0}\int_0^x\frac{dx}{x^2} \qquad (٢ــ١٧)$$

وهكذا فإنه لكي يهرب الإلكترون من السطح يجب أن يتحقق الشرط التالي وهو

$$\tfrac{1}{2}mv^2>W_1 \qquad (٢ــ١٨)$$

حيث v هي مركبة سرعة الإلكترون العمودية على السطح . وأي إلكترون تكون مركبة سرعته العمودية على السطح أقل من القيمة المحددة بالشرط (٢ ــ ١٨) فإنه يعود لسطح المعدن ويدخله من جديد . ويوضح شكل



شكل ٢ــ٨

٢ــ٨ أنه عند الصفر المطلق لا يمكن أن يخرج أي إلكترون من سطح المعدن حيث أن طاقة الحركة لأي من الإلكترونات داخل المعدن تكون أقل من الشغل اللازم لخروج الإلكترون ، أي أقل من الحاجز الكموني W_1 الذي يمنع خروج الإلكترون . أما عند درجات الحرارة العالية نسبياً فإنه طبقاً لتوزيع فيرمي وعلاقة الشغل بالمسافة X نجد أن بعض الإلكترونات والتي تزيد طاقتها عن القيمة W_1 يمكن أن تخرج من سطح المعدن ولا تعود إليه . وتعرف هذه العملية باسم الإنبعاث (أو الإصدار) الإلكتروني . فإذا كانت طاقة حركة الإلكترونات مساوية لقيمة الحاجز الكموني W_1 Potential barrier تكون سرعة الإلكترونات المنبعثة (أي بعد الهروب) مساوية للصفر . أما الإلكترونات التي تكون طاقتها أكبر من W_1 فإنها تنبعث بسرعة إبتدائية v_0 تحددها العلاقة

$$\tfrac{1}{2}mv_0^2=\tfrac{1}{2}mv^2-W_1 \qquad (٢ــ١٩)$$

ويجدر الذكر أن عدد الإلكترونات المنبعثة يكون قليلاً نسبياً لأن نسبة الإلكترونات الخارجة من السطح عمودياً عليه تكون قليلة .

دالة الشغل ϕ Work Function هي عبارة عن الطاقة المطلوبة لإنبعاث الإلكترون من السطح وتحدد من العلاقة

$$\phi=W_1-W_F \qquad (٢ــ٢٠)$$

وتتراوح دالة الشغل لأسطح المعادن المختلفة بين ١ ــ٦ إلكترون فولت .

٢ــ١١ أنواع الإنبعاث الإلكتروني

هناك أربعة أنواع من الإنبعاث الإلكتروني تختلف فيما بينها بإختلاف الأسلوب الذي تمنح به الطاقة الإضافية (أو دالة الشغل) . فإذا كانت هذه الطاقة الإضافية تمنح عن طريق الحرارة (أي تسخين المادة) سمي الإنبعاث بالحراري الأيوني Thermionic Emission أو الإنبعاث الأولى Primary Emission . أما إذا منحت هذه الطاقة الإضافية للإلكترونات عن طريق قذف سطح المادة بإلكترونات أو بأيونات سريعة فيسمى الإنبعاث في هذه الحالة بالإنبعاث الثانوي Secondary Emission . وهناك طريقة ثالثة لمنح هذه

الطاقة وذلك عن طريق سقوط ضوء أو أي إشعاعات كهرومغناطيسية على سطح المادة فيسمى الإنبعاث عندئذ بالكهروضوئي Photoelectric Emission . وأما الطريقة الرابعة والأخيرة ففيها لا تمنح الإلكترونات طاقة إضافية وإنما يتم تخفيض الحاجز الكموني الذي يمنع الإلكترونات من الخروج من السطح وذلك بإستخدام مجال كهربي خارجي شديد ويعرف الإنبعاث في هذه الحالة بالإنبعاث المجالي Field Emission .

٢ــ١٢ الإنبعاث الايوني الحــراري Thermionic Emission

يستخدم الإنبعاث الأيوني الحراري كمصدر للإلكترونات في جميع الصمامات المفرغة المستخدمة في الدوائر الإلكترونية وفي أنابيب أشعة المهبط في راسم الذبذبات والتلفزيونات وفي أجهزة أخرى عديدة . ومصدر الإلكترونات عبارة عن جسم معدني (أو من سبيكة معدنية) يسمى بالكاثود يتخذ أشكالا مختلفة ويتم تسخينه حتى درجة حرارة عالية بحيث تمنح الطاقة ϕ إلى العدد المطلوب من الإلكترونات السطحية . وكلما زادت درجة الحرارة يزداد بالتالي عدد الإلكترونات المنبعثة . وقد إستنتج ريتشاردســون Richardson العلاقة بين درجة الحرارة وبين عدد الإلكترونات المنبعثة من سطح الكاثود في الثانية الواحدة وهي

$$I_{Th} = S A_0 T^2 \exp(-\ell / T) \qquad (٢ــ٢١)$$

حيث I_{Th} هي شدة التيار بالأمبير ، S مساحة سطح الكاثود بالمتر المربع ، A_0 ، ℓ ثوابت T درجة الحرارة المطلقة . $(K°)$

وجدير بالذكر أن الثابت ℓ مرتبط بدالة الشغل ϕ للمادة المعينة بالعلاقة

$$\ell = \frac{\phi}{K} \qquad (٢ــ٢٢)$$

حيث K ثابت بلتسمان ، فإذا كانت ϕ بالإلكترون فولت ، K عبارة عن $\mathrm{Joule/K°}$ نجد أن

$$\ell = 11600\,\phi$$

كما أن شدة التيار تعتمد إعتماداً كبيراً على كل من درجة الحرارة ودالة الشغل ويبين الجدول الآتي خصائص بعض المواد للإنبعاث الحراري الأيوني .

٢ــ١٣ أنواع الكاثودات

أ كاثود التنجستن Tungsten Cathodes

يعتبر معدن التنجستن من أكثر المعادن إنتشاراً لعمل الكاثودات . وتستخدم هذه الكاثودات في الصمامات التي تعمل عند جهود عالية وقيم صغيرة للتيار. وأهم عيوب هذه الكاثودات كفاءة الإنبعاث الصغيرة (كفاءة الإنبعاث عبارة عن النسبة بين تيار الإنبعاث وبين الطاقة المستهلكة في التسخين) . وأهم مزاياه أن درجة إنصهار التنجستن عالية جداً فلا يتلف الكاثود بسرعة . ويبلغ متوسط عمر الكاثودات عشرات الآلاف من الساعات .

جدول (٢ــ٣)

المادة	A_θ (أمبير/سم٢)	ϕ إلكترون فولت	ℓ	درجة الحرارة المطلوبة	كثافة تيار الإنبعاث مللي أمبير/سم٢	كفاءة الإنبعاث مللي أمبير/واط
التنجستن	٦٠	٤,٥	٥٢٠٠٠	٢٥٠٠	٢٥٠	٤
التنجستن الثوريومي	٣	٢,٦	٣٠٠٠٠	١٩٠٠	١٥٠٠	٦٠
النيكل المغطى بأكسيد الباريوم أو أكسيد السترونشيوم	٠,٠١	١,٠	١٢٠٠٠	١١٠٠	٣٠٠	٢٠٠

ب ــ كاثود التنجستن الثوريومي Thoriated Tungsten Cathodes

وجد أن خلط المعادن يمكن أن يؤدي الى إنخفاض دالة الشغل إلى قيمة أقل من دالة الشغل لأي من المعادن المخلوطة . وقد وجد أن إضافة نسبة بسيطة جداً (حوالي ١٪ من أكسيد الثوريوم) إلى التنجستن يؤدي إلى إنخفاض دالة الشغل لمثل هذا الكاثود إلى ٢,٦ أ . ف بدلاً من ٤,٥ أ . ف للتنجستن النقي . وفي نفس الوقت فإن درجة الحرارة المطلوبة لمثل هذا الكاثود أقل من نظيرتها للتنجستن النقي وكفاءة الإنبعاث أعلى بكثير . إلا أن أهم عيوب مثل هذا الكاثود تتمثل في أنه عند رفع درجة حرارة الكاثود أعلى من نقطة إنصهار الثوريوم يتبخر الأخير ويمكن أن يؤدي ذلك إلى تلف الكاثود بسرعة أو إلى نقص عمره بشكل ملحوظ .

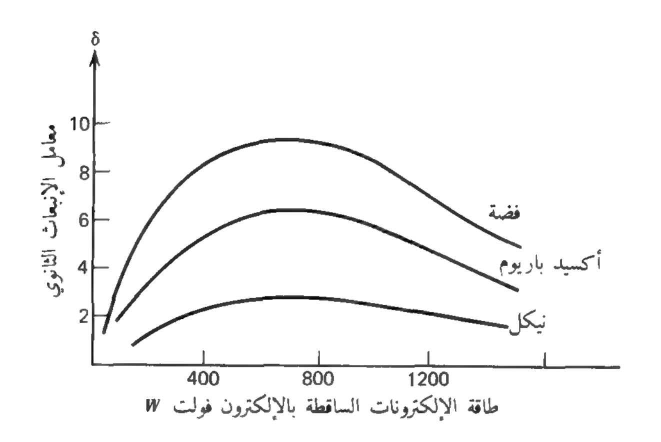
جـ ــ الكاثود المغطى بطبقة أكسيدية Oxide–Coated Cathodes

تتميز أكاسيد الكالسيوم والسترونشيوم والباريوم بخصائص إنبعاث جيده وكفاءة عالية . وتستخدم مادة النيكل عادة لعمل الكاثودات المغطاة حيث تغطى مادة النيكل بخليط من أكسيد الباريوم وأكسيد السترونشيوم بنسب متساوية تقريبا . وتستخدم مثل هذه الكاثودات في معظم الصمامات الصغيرة ذات القدرات المنخفضة .

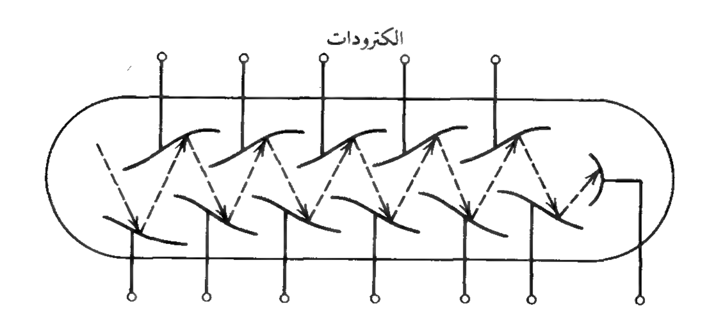
٢ــ١٤ الإنبعاث الثانوي Secondary Emission

عند إصطدام إلكترونات أو أيونات ذات طاقة كافية بسطح ما فإنه يمكن أن تنبعث من هذا السطح إلكترونات جديدة تسمى بالإلكترونات الثانوية وذلك لتميزها عن الإلكترونات أو الأيونات الساقطة . ويجب أن تكون طاقة الإلكترونات أو الأيونات الساقطة أعلى من قيمة معينة طبقاً لنوع السطح . وتسمى النسبة بين عدد الإلكترونات الثانوية وعدد الإلكترونات (أو الأيونات) الساقطة بمعامل الإنبعاث الثانوي Secondary Emission Factor δ وتعتمد قيمة المعامل δ على كل من طاقة الإلكترونات الساقطة وزاوية السقوط

وكذلك على طبيعة السطح الساقطة عليه . ويبين (٢ــ ٩) كيفية تغير معامل الإنبعاث الثانوي بتغير طاقة الإلكترونات عند السقوط العمودي على اسطح من مواد مختلفة هي النيكل وأكسيد الباريوم والفضة . وتستخدم ظاهرة الإنبعاث الثانوي في الصمامات الخاصة بقياس الإشعاعات النووية أو الصمامات الخاصة بالقياسات الضوئية. ولهذا الغرض تستخدم الكترودات ذات معامل إنبعاث ثانوي $\delta > 1$. وبالتالي فإنه عند إصطدام الإلكترونات بالإلكترود الأول ينبعث عدد أكبر من الإلكترونات متجهاً الى الإلكترود الثاني الذي يضاعف بدوره عدد الإلكترونات التي تتجه الى الإلكترود الثالث فيتضاعف عدد الإلكترونات أكثر وأكثر وهكذا نحصل في النهاية على تيار الكتروني مكبر δ^n مرة حيث n عدد الإلكترودات وتسمى مثل هذه الأنابيب والمبينة في شكل ٢ ــ ١٠ بأنبوب التضاعف photo-Multiplier Tube وتستخدم كمكبر للتيار . كذلك فإن للإنبعاث الثانوي دور مهم في أنابيب أشعة المهبط فلولا الإنبعاث الثانوي لأصبح جهد الشاشة سالباً بسبب تراكم الإلكترونات عليه وبالتالي لتوقفت الإلكترونات عن الوصول الى الشاشة . إلا أن ظاهرة الإنبعاث الثانوي تكون ضارة في بعض الأحيان كما سنرى فيما بعد .



شكل ٢ ــ ٩ .



شكل ٢ ــ ١٠

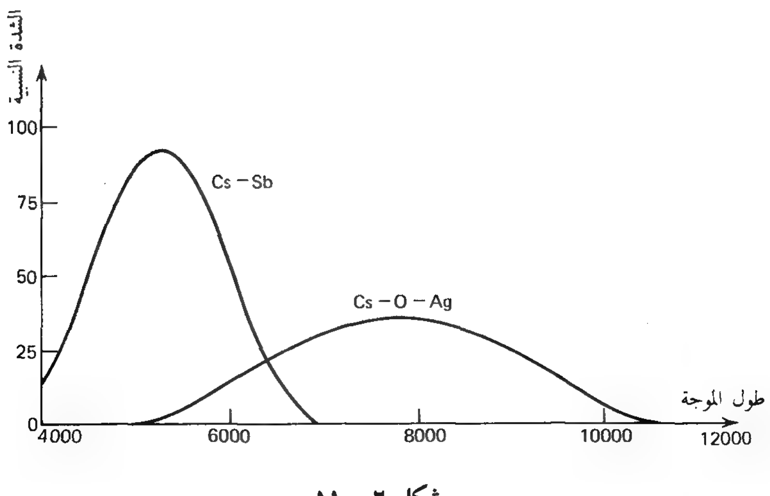
٢ــ١٥ الإنبعاث الكهروضوئي

يحدث الإنبعاث الكهروضوئي من بعض الأسطح وذلك عندما تسقط أشعة ضوئية على هذا السطح فتنبعث نتيجة لذلك الإلكترونات. وتمنح الطاقة للإلكترونات في هذه الحالة عن طريق الفوتونات الضوئية. والشرط اللازم لحدوث الإنبعاث الكهروضوئي هو

$$hf > \phi \qquad (٢ــ٢٣)$$

حيث ϕ هي دالة الشغل. وهكذا نجد أن الترددات العالية (أي الموجات الأقصر طولا) تكون أكثر فعالية في إحداث الإنبعاث الكهروضوئي. ويمكن تحديد الحد الأعلى لطول الموجة بالأنجستروم التي يمكن أن تحدث إنبعاث كهروضوئي من الشرط (٢ــ٢٣) وهو $\lambda = 12400/\phi\ A^\circ$. ويمكن أن يحدث الإنبعاث الكهروضوئي بالضوء المرئي (حوالي ٦٠٠٠ أنجستروم) على معدن السيزيوم فقط حيث أن ϕ لهذا المعدن تساوي حوالي ٢ أ. ف. ولكن لعمل الكاثودات الكهروضوئية تستخدم مواد أخرى مثل خليط السيزيوم أنتيمون (Cs − Sb) أو خليط من السيزيوم ــ أكسوجين ــ فضة (Cs–O–Ag) وتتأثر هاتان المادتان بالضوء إذا كانت أطوال موجاته لا تزيد عن ٧٠٠٠ أنجستروم للمادة الأولى، ١٢٠٠٠ أنجستروم للثانية.

ومن أهم خصائص الكاثودات الكهروضوئية ما يعرف بإسم الحساسية الطيفية Spectral Sensitivity وهي عبارة عن تغير الإنبعاث الكهروضوئي بتغير طول الموجات الضوئية. وتعتمد الحساسية الطيفية للكاثود على عوامل كثيرة أهمها الخصائص البصرية لسطح الكاثود مثل نسبة الإنعكاس والإمتصاص والإختراق للضوء على هذا السطح. ويبين شكل ٢ــ١١ منحنيات الحساسية الطيفية لكاثودين مصنوعين من مادتي Cs–Sb، Cs–O–Ag حيث يمثل المحور الصادي الحساسية النسبية أو الشدة النسبية للإنبعاث الكهروضوئي في حين يمثل المحور السيني طول الموجة بالأنجستروم. ومن الجدير بالذكر أن تيار الإنبعاث يتناسب تناسباً طردياً مع شدة الضوء ذي الموجة المحددة.

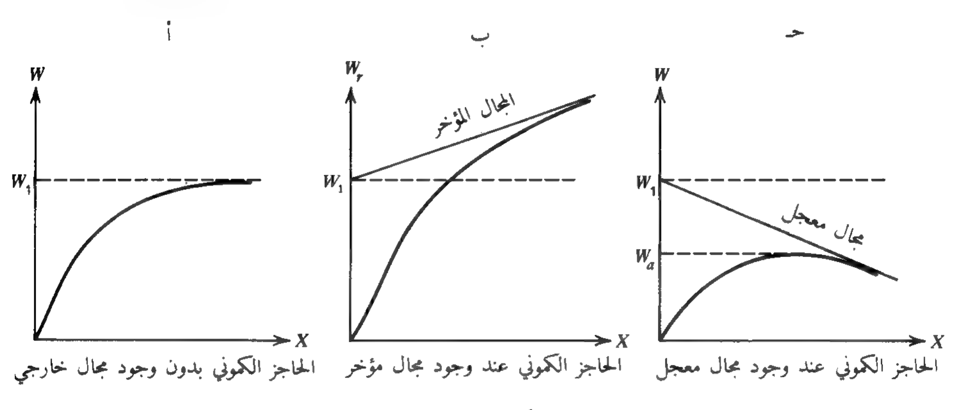


شكل ٢ــ١١

٢ــ١٦ ظاهرة شوتكي والإنبعاث المجالي

Schottky Effect and Field Emission

يؤثر المجال الكهربي الخارجي على إنبعاث الإلكترونات من سطح المادة . فإذا كان إتجاه المجال مؤخراً أدى ذلك إلى إنخفاض الإنبعاث الإلكتروني أما إذا كان المجال معجلاً فإن ذلك يؤدي إلى زيادته . والسبب في ذلك هو أن المجال الخارجي يجمع جمعاً جبرياً مع الحاجز الكموني (شكل ٢ــ٨) لسطح المادة ، ويؤدي هذا إلى زيادة أو إنخفاض الحاجز الكموني الفعال . ويبين شكل ٢ــ١٢ كيفية تأثر الحاجز الكموني الفعال للسطح



شكل ٢ــ١٢

بكل من المجال المؤخر والمجال المعجل . فعندما يكون المجال مؤخراً (أي أن جهد الكاثود موجباً بالنسبة لأي قطب آخر قريب) يزداد الحاجز الكموني إلى القيمة W_r (شكل ٢ــ١٢ ب) وبذلك لا يمكن أن تنبعث سوى الإلكترونات التي تزيد طاقتها عن W_r . أما إذا كان المجال الخارجي معجلاً (أي أن جهد الكاثود سالباً بالنسبة لأي قطب آخر قريب) ينخفض الحاجز الكموني إلى القيمة W_a (شكل ٢ــ١٢جـ) ويمكن أن تنبعث أي إلكترونات تزيد طاقتها عن W_a . وتعرف زيادة الإنبعاث الإلكتروني بتأثير المجال المعجل بإسم ظاهرة شوتكي .

وعند زيادة شدة المجال المعجل زيادة شديدة (حوالي ٥×١٠^٩ فولت/م) يصبح إرتفاع الحاجز الكموني صغير للغاية ويصل إلى قيمة تساوي أو أقل من طاقة فيرمي W_f . وبذلك يمكن أن يحدث الإنبعاث الإلكتروني حتى عند درجة حرارة مساوية للصفر المطلق ويكون تأثر الإنبعاث بدرجة الحرارة تأثراً ضعيفا . ويعرف الإنبعاث في هذه الحالة بإسم الإنبعاث المجالي Field Emission . وجدير بالذكر أن كثافة الإنبعاث المجالي تكون عاليه للغاية حيث يمكن الحصول على كثافة تصل الى ١٠٠٠ أمبير/سم٢ .

٢ــ١٧ مسائل وأسئلة على الباب الثاني

١ ــ إذا علمت أن طاقة إرتباط الإلكترون في ذرة الهيدروجين هي ١٣,٦ إلكترون فولت فإحسب نصف قطر المدار الإلكتروني الدائري .

٢ ــ إحسب نصف قطر المدار الإلكتروني الأول في ذرة الهيدروجين وقارن النتيجة بنتيجة حل المسألة السابقة .

٣ — إذا كانت دالة الشغل للباريوم هي ٢,٥ أ . ف فهل يصلح الباريوم لعمل كاثود لخلية كهروضوئية تعمل بالضوء البنفسجي الذي يبلغ طول موجته ٤٣٠٠ أنجستروم ؟ (علل) .

٤ — إذا كانت دالة الشغل لكاثود خليه كهروضوئية هي ٣ أ . ف . فما هي أقصى سرعة يمكن أن ينبعث بها إلكترون عند سقوط أشعة ضوئية ترددها ٥×١٠^١٥ هيرتز وكيف يمكنك تحديد هذه السرعة تجريبيا .

٥ — كاثود من التنجستن درجة حرارته ٢٥٠٠°م فإذا خفضت درجة الحرارة بمقدار ١٠٠° م فما نسبة الإنخفاض في الإنبعاث الإلكتروني .

٦ — إذا أردنا زيادة الإنبعاث الإلكتروني من كاثود بنسبة ١٠٪ فما مقدار دالة الشغل للمادة الجديدة إذا كانت دالة الشغل للمادة الأولى ٤ أ . ف .

٧ — إثبت أن تركيز الإلكترونات الحرة في المعادن يمكن تحديده من العلاقة

$$n = \frac{A_o v d}{A}$$

حيث n تركيز الإلكترونات ، A_o عدد أفوجادرو ، A العدد الكتلي ، d — كثافة المعدن ، v عدد إلكترونات التكافؤ .

٨ — إذا علمت أن كثافة التنجستن هي ١٨,٨ جم/سم^٣ وأن عدده الكتلي هو ١٨٤ وأنه ثنائي التكافؤ . إحسب تركيز الإلكترونات الحرة .

٩ — إحسب توصيلية النحاس إذا علمت أن كثافته ٨,٩ جم/سم^٣ وأن حركية الإلكترونات فيه هي ٣٤,٨ سم^٢/فولت . ثانية .

١٠ — إذا وضعت قطعة من النحاس المحدد في المسألة السابقة تحت تأثير مجال كهربي شدته ٢٠ فولت/سم . أوجد سرعة الإلكترونات الحرة .

١١ — إذا علمت أن كثافة الألومنيوم ٢,٧ جم/سم^٣ وأن مقاومته النوعية ٣,٤ × ١٠^-٦ أوم/سم وأنه ثلاثي التكافؤ . فإحسب حركية الإلكترونات فيه .

١٢ — إذكر بعض الحقائق التي تدل على وجود الإلكترونات في سويات للطاقة .

١٣ — ما معنى جهد التأين وجهد الإثارة . وهل يوجد لكل ذرة قيمة واحدة لكل من جهد التأين وجهد الإثارة أم قيم متعددة . دلل على ما تقوله .

١٤ — إشرح معنى قطاعات الطاقة وما هي شروط تكون القطاعات . ما هو قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل والقطاع المحظور .

١٥ — أذكر أهم الفروق بين العازلات وأشباه الموصلات والموصلات طبقاً لنظرية قطاعات الطاقة .

١٦ — إشرح معنى الحركية والتوصيلية . علل سبب إنخفاض التوصيلية في المعادن بزيادة درجة الحرارة .

١٧ — إرسم شكلاً يبين توزيع الإلكترونات حسب طاقاتها داخل المادة . عرف كل من طاقة فيرمي ودالة الإحتمال .

١٨ — عرف دالة الشغل والحاجز الكموني لمعدن وبين كيفية إرتباطها بطاقة فيرمي .

١٩ — أذكر أنواع الكاثودات المستخدمة وما هي مزايا وعيوب كل نوع .

٢٠ — كيف يمكنك أن تثبت عملياً أن الإلكترونات المنبعثة حرارياً تكون لها سرعات مختلفة ؟

٢١ — ما هي العوامل المؤثرة على الإنبعاث الأيوني الحراري .

٢٢ — إشرح معنى الإنبعاث الثانوي وناقش كيف يمكنك قياس طاقة الإلكترونات الثانوية عمليا . وإشرح سبب إنخفاض معامل الإنعاث الثانوي بزيادة طاقة الجسيمات الأولية .

٢٣ — عرف معنى الإنبعاث الكهروضوئي . وما هي شروط حدوثه وعين المواد المناسبة للإستخدام ككاثود كهروضوئي . إشرح مبدأ عمل أنبوب التضاعف الضوئي .

٢٤ — عرف كل من ظاهرة شوتكي والإنبعاث المجالي . إستنتج قيمة شدة المجال اللازم لحدوث الإنبعاث المجالي .

الباب الثالث

الصمامات المفرغة Vacuum Tubes

تنقسم الصمامات المفرغة الى عدة أنواع تبعاً لعدد الإلكترودات Electrodes (الأقطاب) الموجودة بها وكذلك لدرجة التفريغ . ومن أكثر هذه الأنواع إستخداماً الصمامات الثنائية والثلاثية والرباعية والخماسية . وترجع هذه الأسماء لعدد الإلكترودات في كل منها . وهناك أنواع من الصمامات الثنائية والثلاثية تعمل في وجود ضغط منخفض لغاز خامل مثل النيون أو الأرجون ويطلق عليها إسم الصمامات الغازية وهي تختلف في خواصها إختلافاً كبيراً عن الصمامات المفرغة تفريغاً جيدا .

وتستخدم ظاهرة الإنبعاث الأيوني الحراري في الغالبية العظمى من الصمامات للحصول على إلكترونات حرة . ويستخدم لهذا الغرض أحد أنواع الكاثودات التي تعرفنا عليها في الباب الثاني . وعموماً تنقسم الكاثودات من حيث طريقة التسخين إلى :

أ ــ كاثود التسخين المباشر : وفيه يتم تسخين الكاثود بواسطة تيار كهربي يمر في مادة الكاثود ذاتها وتصنع معظم كاثودات التسخين المباشر على شكل سلك رفيع من مادة التنجستن .

ب ــ كاثود التسخين الغير مباشر : ويسمى أحياناً بالكاثود المتساوي الجهد ويعتبر أكثر إنتشاراً من سابقه . وفيه يتم تسخين الكاثود بواسطة سخان منفصل يعرف باسم الفتيل Filament. ويكون كاثود التسخين الغير مباشر على شكل إسطوانة يوضع بداخلها الفتيل وبذلك يتم تسخينه وتنبعث منه الإلكترونات اللازمة .

وتتميز الصمامات المفرغة بدرجة تفريغ تصل إلى حوالي ١٠$^{-٦}$ مم زئبق وأقل وذلك لكي تنتقل الإلكترونات داخل تجويف الصمام دون أن تعوقها جزيئات الغاز المتبقى ولكي لا يحترق سلك الفتيل المتوهج . فإذا كان التفريغ رديئاً تصطدم الإلكترونات أثناء إنتقالها بجزيئات الغاز المتبقية وتحولها إلى أيونات موجبة تتجه إلى الكاثود . ويعوق هذا لتأيين العمل العادي للصمام .

لذلك فإنه لتحسين درجة التفريغ توضع في الصمام عند تصنيعه قطعة من الماغنسيوم أو الباريوم تسمى بالماصة . وعند تسخين الصمام تنصهر هذه الماصة وتتبخر . ثم تتكثف عند إنتهاء التسخين مغطية زجاج الصمام بطبقة فضية فيكون كالمرآة في حالة الماغنسيوم أو بطبقة من اللون الأسود المائل للبني في حالة الباريوم . وتمتص هذه الطبقة بقايا الهواء أو الغازات التي يمكن أن تخرج من الإلكترودات أثناء تشغيل الصمام .

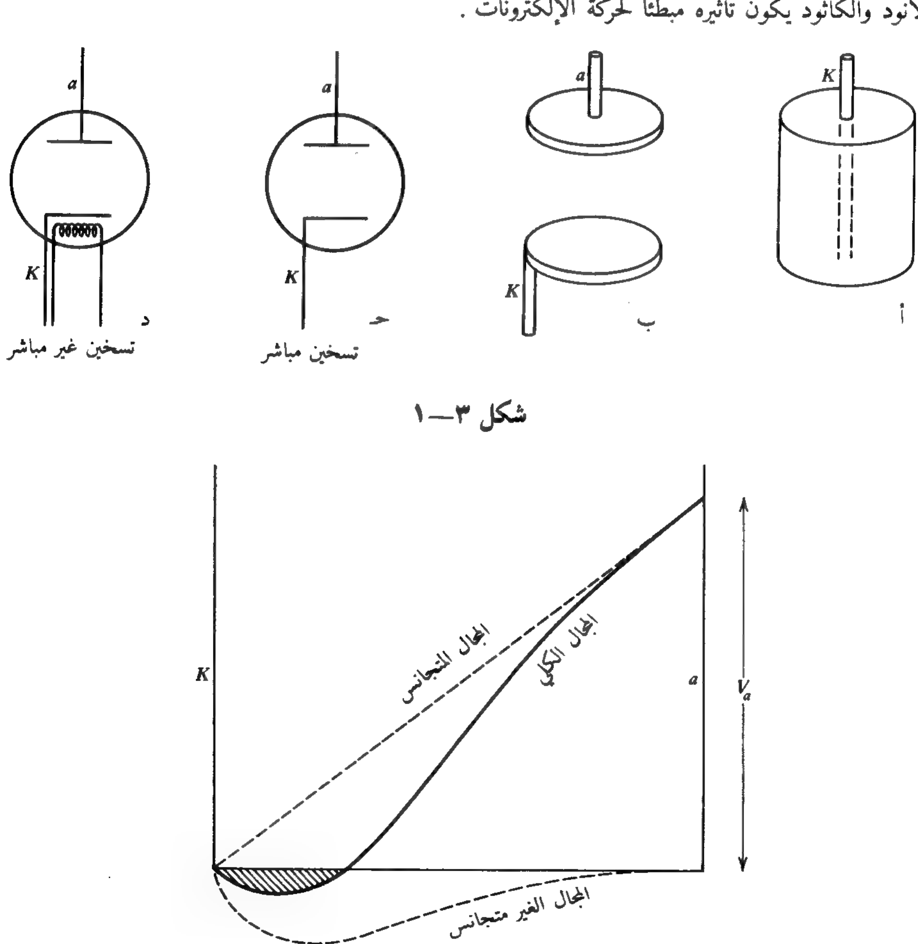
٣ ــ ١ الصمام الثنائي المفرغ Vacuum-Tube Diode

يتكون الصمام الثنائي من إلكترودين معدنيين موجودين داخل بالون مفرغ مصنوع من الزجاج أو المعدن ، أحد الإلكترودين هو الكاثود (K) وهو الذي تنبعث منه الإلكترونات والآخر يعرف

بالأنود (a) والغرض منه جذب الإلكترونات الخارجة من الكاثود وتكوين تيار من هذه الإلكترونات الحرة يعرف بالتيار الأنودي . وفي معظم الحالات يكون كل من الكاثود والأنود على شكل إسطوانتين لهما محور مشترك (شكل ٣ــ١ أ) وقلما يكونان على شكل قرصين مستديرين متوازيين (شكل ٣ــ١ ب) . ويرمز للصمام الثنائي في الدوائر الإلكترونية بالرمز المبين في شكل ٣ــ١ جـ ، د .

٣ــ٢ العمليات الفيزيائية في الصمام الثنائي

عند وجود جهد موجب على الأنود يتكون مجال كهربي في الفراغ بين الأنود والكاثود . فإذا كان الكاثود لا يصدر الكترونات أو يصدر عدد قليل منها يكون المجال متجانساً ومعجلاً (شكل ٣ــ٢) . ولكن عند التشغيل العادي يصدر الكاثود كمية كبيرة من الإلكترونات التي تملأ الفراغ بين الكاثود والأنود وتتركز أكبر كمية منها بالقرب من الكاثود . أي أن الإلكترونات تشكل ما يشبه السحابة عند الكاثود يطلق عليها إسم الشحنة الفراغية Space Charge . وتؤدي هذه السحابة الإلكترونية إلى توليد مجال آخر غير متجانس في الفراغ بين الأنود والكاثود يكون تأثيره مبطئاً لحركة الإلكترونات .



شكل ٣ــ١

شكل ٣ــ٢

وبذلك يكون المجال الكلي في الفراغ بين الكاثود والأنود عبارة عن محصلة هذين المجالين وتبعاً لطبيعة هذا المجال الكلي يوجد نطاقان لعمل الصمام الثنائي . فإذا كان المجال بطول المسافة بين الكاثود والأنود معجلاً فإن أي إلكترون صادر من الكاثود سيتحرك متسارعاً نحو الأنود بتأثير هذا المجال الكلي وفي هذه الحالة يكون التيار الأنودي I_a أكبر ما يمكن إذ يساوي تيار الإصدار I_e من الكاثود أي

$$I_a = I_e \quad (١—٣)$$

في هذه الحالة تكون كثافة الشحنة الفراغية صغيرة وليست كافية لإحداث مجال مبطئ عند الكاثود ، ويسمى نظام عمل الصمام في هذه الحالة بنظام التشبع ويسمى التيار الأنودي في هذه الحالة بتيار التشبع I_s . كذلك تسمى قيمة الجهد الأنودي الذي يتحقق عنده تيار التشبع بجهد التشبع V_s .

ولكن الصمامات الإلكترونية تعمل أساساً بنظام الشحنة الفراغية . في هذه الحالة يكون المجال الكلي في منطقة الكاثود مجالاً مبطئاً (المنطقة المظللة على شكل ٣—٢) . وبما أن الإلكترونات تنبعث من الكاثود بسرعات إبتدائية مختلفة (أنظر توزيع فيرمي) فإنها لن تصل جميعها إلى الأنود . فالإلكترونات ذات السرعات الصغيرة لن تستطيع إجتياز المجال المبطئ وتتوقف ثم تعود الى الكاثود . أما الإلكترونات ذات السرعات الإبتدائية الكافية فلن تفقد كل طاقتها أثناء حركتها في المجال المبطيء فتجتازه ثم تصل إلى المجال المعجل وتندفع بعد ذلك نحو الأنود .

وبالتالي نجد أنه في نظام الشحنة الفراغية يعود جزء من الإلكترونات المنبعثة إلى الكاثود فيكون التيار الأنودي الناتج أقل من تيار الإنبعاث من الكاثود أي $I_a < I_e$. وتعتمد قيمة التيار الأنودي إعتماداً كبيراً على قيمة جهد الأنود .

وعندما يكون جهد الأنود مساوياً للصفر $V_a = 0$ تكون كثافة الشحنة الفراغية عالية جداً ويتكون حاجز جهدي عال لا يمكن إجتيازه إلا للقليل من الإلكترونات ذات السرعات الإبتدائية العالية التي يمكنها أن تصل إلى الأنود . وهكذا نجد أنه عندما تكون $V_a = 0$ يمكن أن يمر تيار أنودي صغير جداً يسمى عادة بالتيار الإبتدائي I_0 . ويجب ملاحظة أنه عندما تكون $V_a = 0$ يكون هناك فرق جهد معين بين الأنود والكاثود نظراً لوجود فرق جهد التلامس Contact Potential Difference وقوة دافعة كهربية حرارية بسبب وجود تلامس بين معادن مختلفة . ويصل فرق جهد التلامس إلى عدة أجزاء عشرية من الفولت . وهكذ يمكن أن يزداد التيار الإبتدائي للصمام أو يقل حسب إتجاه وقيمة جهد التلامس .

٣—٣ قانون تشايلد — لانغمير Child-Langmuir Law

نتيجة لمرور الإلكترونات من الكاثود للأنود ينتج تيار أنودي (إتجاهه من الأنود إلى الكاثود) ويعتمد هذا التيار على قيمة فرق الجهد بين الأنود والكاثود . وسنحاول الآن إيجاد العلاقة بين كثافة التيار الأنودي بالأمبير/م^2 وبين جهد الأنود . ولسهولة الحصول على هذه العلاقة سوف نعتبر أن كلاً من الكاثود والأنود عبارة عن قرصان متوازيان مساحتها أكبر بكثير من المسافة بينهما . يمكن التعبير عن كثافة التيار الأنودي بالعلاقة

$$J = \rho v = nev \quad (٢—٣)$$

حيث v سرعة إنسياق الإلكترونات (م/ثانية) ، ρ كثافة الشحنة الفراغية (كولوم/م^3) . وحيث أن كثافة التيار ثابتة فإننا نجد أن كثافة الشحنة الفراغية ρ تتناقص بسرعة بينما تزداد v بنفس المعدل كلما إقتربنا من الأنود . وإذا

إعتبرنا أن السرعة الإبتدائية للإلكترونات عند إنطلاقها من الكاثود مساوية للصفر فإنه يمكن تحديد سرعتها في أي نقطة من نقط مسارها بين الكاثود والأنود من العلاقة

$$\frac{1}{2}mv^2 = eV \qquad (٣—٣)$$

وبإستخدام معادلة بواسون Poisson's equation لقطبين متوازيين والتي تنص على أن

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \qquad (٣—٤)$$

حيث x هي المسافة من الكاثود (بالمتر) ، ε_0 هي سماحية الفراغ (بالوحدات العملية) والتعويض عن ρ من العلاقة (٣—٢) في المعادلة (٣—٤) نجد أن

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{J}{\varepsilon_0 v} = \frac{J}{\varepsilon_0 (2e/m)^{1/2}} V^{-1/2} \qquad (٣—٥)$$

$$= KV^{-1/2}$$

حيث K مقدار ثابت

$$K = \frac{J}{\varepsilon_0 (2e/m)^{1/2}} \qquad (٣—٦)$$

ولحل المعادلة (٣—٥) نضع $y = dV/dx$ ونستخدم طريقة فصل المتغيرات نجد أن

أو

$$\frac{dy}{dx} = \frac{d^2V}{dx^2} = kV^{-1/2}$$

وبفصل المتغيرات نجد أن

$$dy = KV^{-1/2}\,dx = kV^{-1/2}\,\frac{dV}{y}$$

$$y\,dy = kV^{-1/2}\,dV$$

وبتكامل الطرفين نحصل على

$$\frac{y^2}{2} = 2KV^{1/2} + C_1 = 2KV^{1/2} \qquad (٣—٧)$$

حيث c_1 ثابت التكامل وهو مساوٍ للصفر إذ أنه عند الكاثود تكون $V=0$ وبالتالي تكون $y=0$ وبأخذ الجذر التربيعي من المعادلة (٣—٧) نحصل على قيمة y وهي

$$y = \frac{dV}{dx} = 2K^{1/2}V^{1/4}$$

وبفصل المتغيرات مرة أخرى نحصل على

$$V^{-1/4}\,dV = 2K^{1/2}\,dx$$

وبتكامل هذه المعادلة الأخيرة نجد أن

$$\frac{4}{3}V^{3/4} = 2K^{1/2}x + C_2$$

$$= 2K^{1/2}x$$

حيث أن ثابت التكامل C_2 مساوٍ للصفر نظراً لأن $V=0$ عندما تكون $x=0$ وبذلك نجد أن

$$V=(3/2)^{4/3}K^{2/3}x^{4/3}$$

وبالتعويض عن قيمة K من المعادلة (٣—٦) نجد أن

$$J=\frac{4}{9}(2e/m)^{1/2}\varepsilon_0\frac{V^{3/2}}{x^2} \qquad (٣—٨)$$

وبالتعويض عن قيم الثوابت ووضع $d=x$ حيث d هي المسافة الثابتة بين الكاثود والأنود ، $V_a=V$ تكون كثافة التيار الأنودي هي :

$$J=2{,}33\times10^{-6}\frac{V_a^{3/2}}{d^2} \qquad (٣—٩)$$
$$=GV_a^{3/2}$$

وهذا هو قانون تشايلد لانغمير والذي يحدد العلاقة بين كثافة التيار بالأمبير/م[٢] وجهد الأنود V_a بالفولت . ويعرف بإسم قانون قوة الثلاثة أنصاف The three-halves power law أو قانون الشحنة الفراغية . فإذا عبرنا عن المسافة بين الكاثود والأنود بالمتر وكانت مساحة سطح الأنود Q (متر[٢]) نجد أن شدة التيار الأنودي I_a بالأمبير هي

$$I_a=2{,}33\times10^{-6}\frac{Q}{d^2}V^{3/2}=G'V_a^{3/2}$$

ويبين هذا القانون أن التيار الأنودي يعتمد أساساً على جهد الأنود (بدقة أكثر فرق الجهد بين الأنود والكاثود) وعلى الأبعاد الهندسية للصمام الثنائي ولا يعتمد على درجة الحرارة أو على دالة الشغل للكاثود .

ويمكن إثبات نفس هذا القانون بالنسبة للإلكترودات ذات الأشكال الإسطوانية أو لأي شكل هندسي آخر حيث يكون الإختلاف في قيمة المعامل الهندسي G فقط .

٣—٤ المميز الإستاتيكي (منحنى الخواص) للصمام الثنائي
Diode Static Characteristics

تختلف العلاقة العملية بين تيار الأنود I_a وجهد الأنود V_a إختلافاً بيناً عن قانون قوة الثلاث أنصاف . ويرجع السبب في ذلك إلى عدة أسباب أهمها :

أ — إستخدام جهد متردد لتسخين الفتيل .

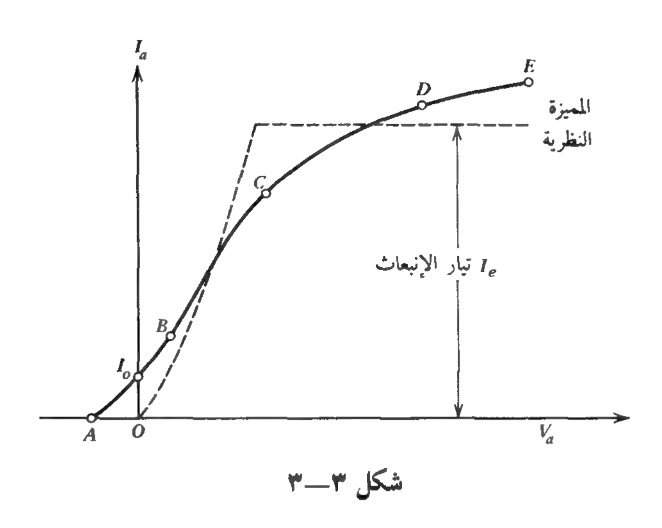
ب — فرق جهد التلامس .

جـ — الغازات المتبقية في الصمام .

د — إختلاف السرعات الإبتدائية للإلكترونات عند إنبعاثها من الكاثود .

ولكن بغض النظر عن عدم دقة هذا القانون فإنه يساعد في فهم الطابع الغير خطي لعلاقة التيار بالجهد في الصمامات الثنائية .

ولتحديد خصائص الصمام بدقة يجب قياس مميزاته العملية وتعرف بإسم المميزة الأنودية وهي تحدد عملياً علاقة تيار الأنود بجهده عندما يكون جهد تسخين الفتيل ثابتاً وتختلف المميزة العملية (الخط المستمر في شكل ٣ــ٣) إختلافاً واضحاً عن المميزة النظرية التي تبدأ مع بداية الإحداثيات في حين أن للمنحنى العملي جزء غير كبير في منطقة الجهود السالبة للجهد الأنودي حيث تقابل النقطة A جهداً سالباً على الأنود يبلغ عدة أجزاء عشرية من الفولت . وعندما يكون جهد الأنود $V_a = 0$ يمر تيار أنودي إبتدائي I_0 قيمته صغيرة . ويختلف جهد

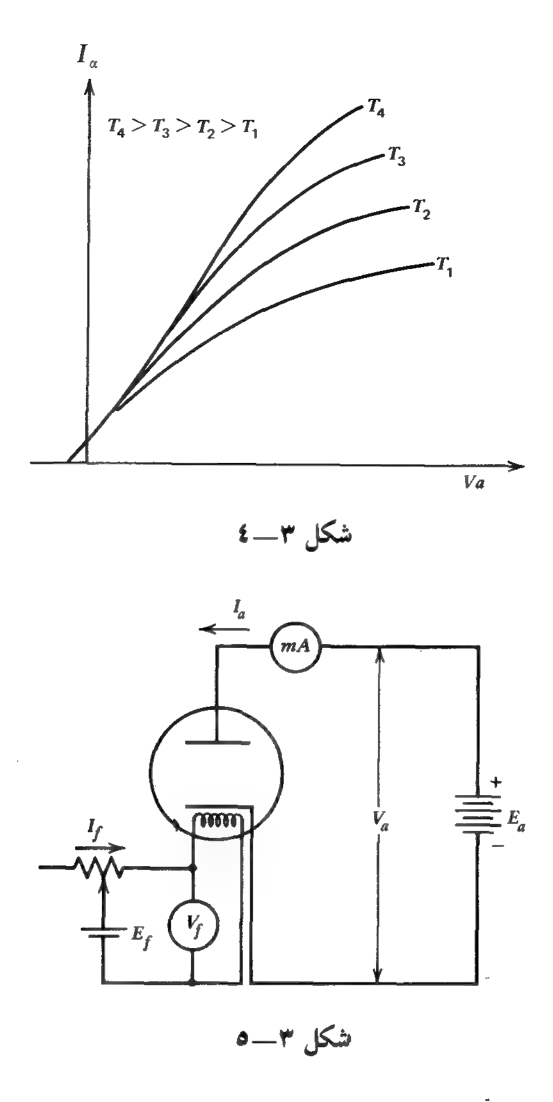


شكل ٣ــ٣

النقطة A كما يختلف التيار الإبتدائي I_0 من صمام لآخر بإختلاف فرق جهد التلامس . ومع زيادة تسخين الكاثود (أي بزيادة جهد الفتيل) تتحرك النقطة A لليسار ويزداد التيار الإبتدائي وذلك بسبب زيادة السرعات الإبتدائية لإلكترونات الإنبعاث . ولكي لا تصل هذه الإلكترونات للأنود يجب أن يتخذ جهده قيماً سالبة أكبر . ويسمى الجزء AB من المميزة بالمنحنى السفلي ويختلف عن قانون الثلاث أنصاف ويشبه القطع المكافيء التربيعي . وهذا الجزء هو أكثر الأجزاء إنحناء . أما الجزء BC فيمكن إعتباره خطّياً تقريبا . وأما الجزء CD فيسمى بالمنحنى العلوي أو منطقة التحول إلى نظام التشبع . وفي منطقة التشبع DE لا يتخذ التيار قيمة ثابتة بالنسبة للجهد ولكنه يستمر في الزيادة ولكن ببطء مع زيادة الجهد . ويرجع السبب في ذلك لزيادة تسخين الكاثود بسبب زيادة التيار الأنودي (الذي يمر في نفس الوقت خلال الكاثود فيزيد من تسخينه) وكذلك بسبب ظاهرة شوتكي (أنظر الباب الثاني) .

وعند زيادة تسخين الكاثود تتغير المميزة الإستاتيكية للصمام تغيراً ملحوظاً وخاصة في منطقة الجهود الأنودية المرتفعة . ويبين (شكل ٣ــ٤) كيفية تغير المميزة بتغير تسخين الفتيل حيث نلاحظ أن التيار الأنودي يزداد زيادة واضحة بزيادة التسخين ويتأخر بدء التحول للتشبع تأخراً ملحوظاً وذلك لزيادة تيار الإنبعاث مع التسخين .

ولقياس المميزة الإستاتيكية للصمام الثنائي تستخدم الدارة الموضحة بالشكل (٣ــ٥) حيث يستخدم منبع جهد E_f مستقل لتغذية الفتيل والآخر E_a لتغذية دارة الأنود ــ كاثود . يجرى قياس تيار الأنود I_a عند قيم مختلفة لجهد الأنود V_a بادئاً من القيمة الصفرية لجهد الأنود . ثم ترسم العلاقة بين التيار والجهد . بعد ذلك يتم تغيير درجة حرارة الكاثود ، عن طريق تغيير جهد الفتيل وترسم العلاقة عند القيمة الجديدة لجهد الفتيل . وفي النهاية نحصل على مجموعة من المنحنيات الإستاتيكية مشابهة لشكل (٣ــ٤) . وجدير بالذكر أنه عند



شكل ٣ـ٤

شكل ٣ـ٥

إستخدام بطاريات لتغذية الأنود مع وجود ريوستات لتغيير الجهد يجب أن تكون قيمة مقاومة الريوستات صغيرة جداً بالنسبة للمقاومة الداخلية للصمام . أما في حالة إستخدام منبع إلكتروني للتغذية فيجب أن تكون مقاومة الخرج لهذا المنبع أصغر ما يمكن .

٣ــ٥ القيم المميزة (بارامترات الصمام الثنائي)

Vacuum-Diode Parameters

بارامترات الصمام هي تلك القيم التي تحدد خصائصه وإمكانيات إستخدامه للأغراض المعينة . ويتم تحديد معظم هذه البارامترات من منحنيات المميزة الإستاتيكية . وقد تعرفنا على أحد هذه البارامترات وهي جهد التسخين V_f ولكنه لا يعتبر بارامتراً أساسياً للصمام . أما البارامترات الأساسية لأي صمام ثنائي هي

ا — التوصيلية عبر الصمام Transconductance g_m

وهي تبين كيفية تغير التيار الأنودي عند تغير جهد الأنود بمقدار فولت واحد . أي أنها عبارة عن معدل تغير التيار الأنودي بتغير جهد الأنود . فإذا كان التغير في تيار الأنود ΔI_a قد نتج عن تغير في جهد الأنود قيمته ΔV_a تكون توصيلية الصمام هي

$$g_m=\frac{\Delta I_a}{\Delta V_a}=\frac{dI_a}{dV_a}\left(\frac{ma}{V}\right) \qquad (٣—١٠)$$

ووحدتها عبارة عن مللي أمبير/فولت .

وتحدد توصيلية الصمام من المميزة الإستاتيكية له بإستخدام نقطتين على المميزة حيث يتم تحديد مقدار التغير في التيار والتغير المقابل له في الجهد بين هاتين النقطتين وكما هو واضح من المميزة الإستاتيكية للصمام (شكل ٣—٣) تعتمد التوصيلية على قيمة الجهد الأنودي وتختلف عند القيم المختلفة للجهد ولكنها تكاد تكون ثابتة في الجزء الخطي من المميزة . لذا فإن القيمة المعطاة لصمام ما تكون عبارة عن توصيليته في منتصف الجزء الخطي من المميزة الإستاتيكية .

وتعتمد قيمة التوصيلية على الأبعاد الهندسية للصمام مثل مساحة سطح الأنود والمسافة بينه وبين الكاثود . ويمكن تحديدها نظرياً من قانون تشايلد — لانغمير ولكن القيمة النظرية تكون غير دقيقة شأنها في ذلك شأن القانون نفسه .

ب — مقاومة الأنود الديناميكية . Dynamic Plate Resistance r_a

وهي عبارة عن المقاومة بين الأنود والكاثود بالنسبة للتيار المتردد وتسمى أحياناً بالمقاومة الداخلية للصمام أو بالمقاومة التفاضلية وهي عبارة عن

$$r_a=\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}=\frac{dV_a}{dI_a}=\frac{1}{g_m} \qquad (٣—١١)$$

وهكذا نجد أن المقاومة الديناميكية عبارة عن مقلوب التوصيلية (للصمام الثنائي فقط) وهي متغيرة بالنسبة للأجزاء المختلفة من المميزة . وتصل المقاومة الديناميكية أعلى قيمة لها عند المنحنى العلوي ويجب أن نفرق بين المقاومة الديناميكية ومقاومة أخرى للصمام تعرف بالمقاومة الداخلية الإستاتيكية R_0 (أي بالنسبة للتيار المستمر) . ويمكن تحديد هذه المقاومة الأخيره بإستخدام نقطة واحدة فقط على المميزة حيث أن

$$R_0=\frac{V_a}{I_a}$$

وتكون R_0 عادة أكبر من r_a وتوجد بينهما علاقة تقريبية هي

$$R_0\approx\tfrac{3}{2}r_a \qquad (٣—١٢)$$

جـ— قدرة الأنود القصوى المسموح بها

Maximum-Plate Permissible Power P_a

تفقد الكترونات التيار الأنودي طاقة حركتها عند إصطدامها بالأنود . ويؤدي هذا بدوره الى تسخين الأنود . نفرض أن عدد الإلكترونات التي تصل إلى الأنود في الثانية هو N . فإذا إعتبرنا أن الإلكترون يبدأ حركته عند الكاثود بسرعة إبتدائية مساوية للصفر وأنه يكتسب سرعته نتيجة للمجال المعجل ، تكون طاقته عند الإصدام بالأنود هي

$$E=\frac{1}{2}mv^2=eV_a$$

وبذلك تكون الطاقة المفقودة على الأنود في الثانية هي

$$P_a=NE=NeV_a$$

وحيث أن Ne هي كمية الكهرباء التي تصل للأنود في ثانية واحدة لذا فإن القدرة المفقودة على الأنود هي

$$P_a=I_aV_a \qquad (\text{٣—١٣})$$

ولا تعتبر هذه القدرة في حد ذاتها بارامترا ، ولكن القيمة القصوى المسموح بها P_{aper} هي التي تعتبر بارامتراً وذلك حتى لا تزداد درجة حرارة الأنود فيؤدي ذلك إلى إنصهاره.ولذلك فإنه عند تشغيل الصمام يجب أن يتحقق الشرط

$$P_a<P_{\text{aper}} \qquad (\text{٣—١٤})$$

د— القيمة القصوى للجهد العكسي

Maximum Permissible Reverse Voltage $V_{r.p}$

عند إستخدام الصمامات الثنائية في العديد من الدوائر تتغير إشارة جهد الأنود دورياً من الموجب للسالب والعكس . وعندما يكون جهد الأنود موجباً يمر التيار الأنودي بالصمام وكما هو معروف تكون المقاومة الديناميكية للصمام r_a في حدود عدة مئات من الأوم . وكقاعدة يوصل الأنود على التوالي بمقاومة تحميل تكون قيمتها في العادة أكبر من المقاومة الديناميكية بكثير . ولذا يكون هبوط الجهد Drop Voltage على الصمام الثنائي غير كبير نسبياً ويهبط الجزء الأكبر فيه على مقاومة التحميل . ولكن عندما يصبح جهد الأنود سالباً (يسمى في هذه الحالة بالجهد العكسي) ينعدم تيار الأنود وتكون المقاومة الديناميكية للجهد العكس لانهائية الكبر . وبالتالي ينعدم هبوط الجهد على مقاومة التحميل ويصبح جهد المنبع كله واقعاً على الصمام . فإذا كان هذا الجهد العكسي كبيراً فإنه يمكن أن ينهار العازل ويتلف الصمام . ويحدث هذا التلف أساساً في قاعدة الصمام (مكان خروج أطراف توصيل الأنود والكاثود وغيرهما) .

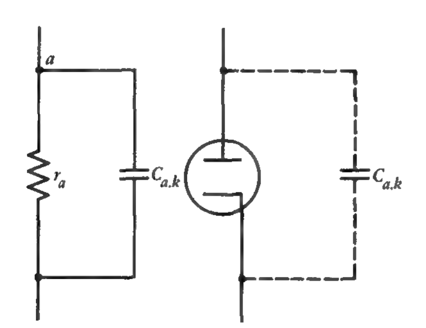
لذلك فإن أقصى جهد عكسي مسموح به يعتبر بارامتراً مهما . وعند التشغيل يجب دائماً أن يكون الجهد العكسي المتاح على الصمام أقل من القيمة القصوى للجهد العكسي المسموح به أي

$$V_{rev} < V_{rev.perm}$$

وتختلف القيمة القصوى للجهد العكسي باختلاف الثنائي . فبالنسبة للكينوترونات (أنواع من الثنائيات تستخدم لتقويم التيار المتردد) ذات القدرات والجهود الغير عالية يكون الجهد العكسي في حدود ٥٠٠ — ٢٠٠٠ فولت . أما بالنسبة لكينوترونات تقويم الجهد العالي يصل الجهد العكسي إلى عدة آلاف فولت . وفي هذه الحالة يركب طرف توصيل الأنود في أعلى الصمام لا في قاعدته .

هـ — السعة الداخلية $C_{a,k}$

يشكل كل من الأنود والكاثود سطحين منفصلين ذي أشكال مختلفة . وبذلك فهما يكونان فيما بينهما سعة (مكثف) كهربية تعرف بإسم السعة الداخلية للصمام . ويرمز للسعة الداخلية للثنائي بالرمز $C_{a.k}$ وهي مكونة من السعة بين الأنود والكاثود والسعة بين موصلات مخرجيها ويتراوح مقدار السعة الداخلية للثنائيات بين عدة بيكوفاراد للثنائيات صغيرة القدرة وعشرات البيكوفاراد للثنائيات ذات القدرة العالية . ويمكن إعتبار هذه السعة كمكثف رمزي موصل على التوازي مع المقاومة الديناميكية للصمام (شكل ٣ — ٦) . فعند إستخدام الثنائي مع



شكل ٣ — ٦

ترددات صغيرة يكون تأثير هذه السعات معدوما . أما في حالة الترددات العالية (ميجاسيكل وأكثر) تصبح قيمة ممانعة المكثف قريبة من المقاومة الديناميكية للثنائي بل وربما أصغر منها بكثير .

فإذا كانت المقاومة الديناميكية لثنائي معين ٥٠٠ أوم وكانت سعته الداخلية ٤ بيكوفاراد تكون ممانعته لجهد تردده ٢٠٠ سيكل/ثانية هي

$$X_c = \frac{1}{2\pi fc} = 200 \times 10^6 \Omega = 200 M\,\Omega$$

وهذه مقاومة كبيرة لا يمر خلالها تيار من الناحية العملية .

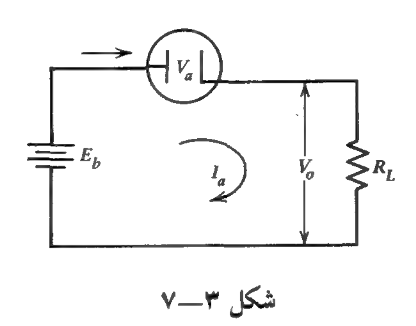
أما إذا كان تردد الجهد ٢٠٠ ميجا سيكل/ثانية نجد أن الممانعة تصبح

$$X_c = \frac{1}{2\pi fc} = 200\,\Omega$$

وبذلك يمر خلال هذه السعة تيار أكبر من التيار الذي يمر خلال الثنائي كمقاومة ديناميكية ولذا لا يصلح الصمام بهذه السعة الداخلية للإستخدام مع مثل هذه الترددات .

٣ــ٦ المميزة الديناميكية للصمام الثنائي
The Diode Dynamic Characteristic

عند إستخدام الصمامات الثنائية في معظم الدارات العملية يكون الثنائي ــ كقاعدة متصلاً على التوالي بمقاومة يطلق عليها مقاومة التحميل(R_L) Load resistance ويبين شكل ٣ــ٧ الدارة الأساسية للثنائي مع مقاومة التحميل R_L ومنبع الجهد E_b ولسهولة تحليل الدارة فقد حذف منها منبع جهد الفتيل لعدم أهميته في التحليل .



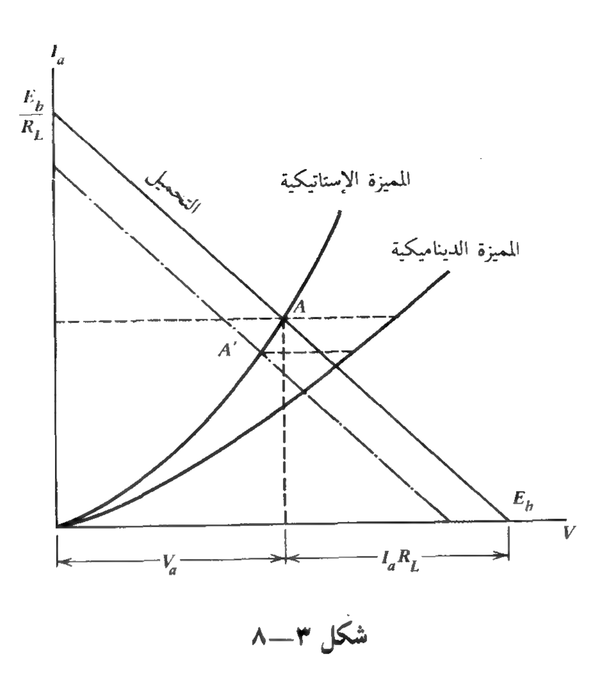
شكل ٣ــ٧

وبإستخدام قانون كيرشهوف نجد أن

$$V_a = E_b - V_0 = E_b - I_a R_L \qquad (٣ــ١٥)$$

وبالطبع فإن هذه المعادلة لا تكفي لتحديد كل من المجهولين V_a ، I_a حيث أن جهد الأنود أصبح معتمداً على كل من جهد المنبع وتيار الأنود . ويمكن تحديد هذين المجهولين في آن واحد بإستخدام المعادلة (٣ــ١٥) والمميزة الإستاتيكية للصمام . ولهذا الغرض يتم رسم ما يسمى بخط التحميل Load Line على المميزة الإستاتيكية. ويحدد هذا الخط بنقطتين. الأولى عندما يكون $I_a = 0$ ، $V_a = E_b$ أي أننا نعتبر أن المقاومة الديناميكية للثنائي كبيرة للغاية بالنسبة لمقاومة التحميل . والنقطة الثانية عندما يكون $I_a = E_b/R_L$ ، $V_a = 0$ أي أن المقاومة الديناميكية للثنائي صغيرة جداً بالنسبة لمقاومة التحميل . وبذلك يكون ميل هذا الخط عبارة عن $-1/R_L$. وتحدد نقطة تقاطع خط التحميل مع المميزة الإستاتيكية قيمة التيار الأنودي مع المقاومة المعينة R_L ، كما تحدد قيمة الجهد الواقع على الأنود والجهد الواقع على مقاومة التحميل . وعند تغيير جهد المنبع يتم عمل خط تحميل جديد (كالمبين بالخط المنقوط على الشكل ٣ــ٨ فيتقاطع مع المميزة في النقطة A' . وهكذا تتكرر العملية ويتم في كل مره تحديد كل من جهد وتيار الأنود بواسطة نقطة التقاطع . بعد ذلك نرسم العلاقة بين التيار الأنودي وجهد المنبع فنحصل على منحنى المميزة الديناميكية .

وهكذا فإن المميزة الديناميكية للصمام هي عبارة عن علاقة التيار الأنودي بجهد المنبع في حالة وجود مقاومة التحميل R_L . وإذا تغيرت مقاومة التحميل تغير بذلك منحنى المميزة الديناميكية . والمميزة الديناميكية هي التي تستخدم لتحليل الدارات المختلفة للثنائي . .



شكل ٣ــ٨

٣ــ٧ الصمام الثلاثي المفرغ The Vacuum Tube Triode

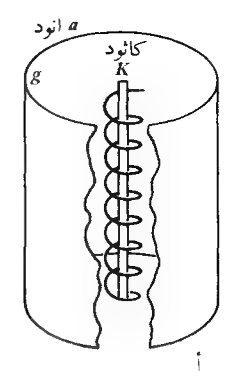
يتميز الصمام الثلاثي عن الثنائي بوجود إلكترود ثالث يسمى بشبكة التحكم Control Grid وتوجد هذه الشبكة بين الأنود والكاثود وتستخدم للتحكم في تيار الأنود .

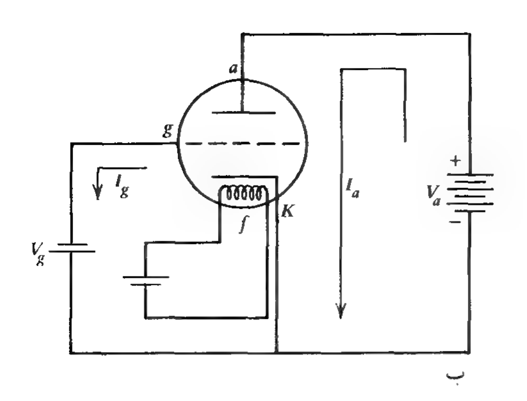
وإمكانية التحكم في تيار الأنود بواسطة الشبكة هي التي تحدد الوظيفة الأساسية للصمام الثلاثي وهي تكبير النبضات الكهربية أو توليدها .

٣ــ٨ تصميم الصمام الثلاثي وداراته .

الكاثود والأنود في الصمام الثلاثي يشبهان مثيلها في الثنائي . وتتكون شبكة التحكم (أو الشبكة فقط) على شكل سلك حلزوني أو على شكل شبكة محيطة بالكاثود (شكل ٣ــ٩ أ) ويرمز للشبكة والمقادير المميزة لها بالرمز g .

وللصمام الثلاثي دارة تسخين ودارة أنود مماثلتان لدارتي الثنائي . وهو يتميز بدارة ثالثة هي دارة الشبكة ويبين (شكل ٣ــ٩ ب) دارات الصمام الثلاثي . وتتكون دارة الشبكة من الكاثود والشبكة ومنبع جهد الشبكة . ويرمز لفرق الجهد بين الشبكة والكاثود بالرمز V_g . وعند إصطدام بعض الإلكترونات المنبعثة من الكاثود بالشبكة تمر هذه الإلكترونات عبر دارة الشبكة مكونة التيار الشبكي I_g . ويعتبر التيار الأنودي هو المهم والمفيد في الصمام الثلاثي . أما التيار الشبكي فيكون عادة غير مفيد بل أنه يحد من إمكانيات إستخدام الصمام في أغراض معينة . ويمر كل من التيار الأنودي I_a والتيار الشبكي I_g خلال الكاثود ويسمى مجموع هذين التيارين بالتيار الكاثودي I_k .





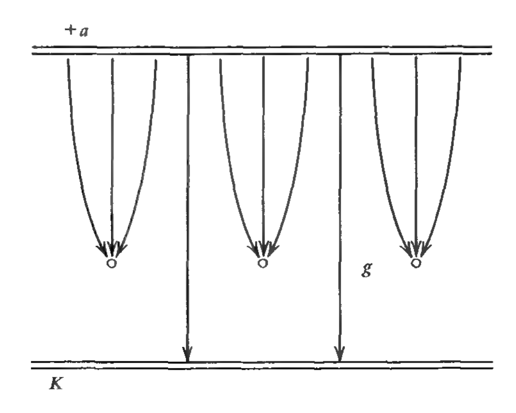
شكل ٣ــ٩

٣ــ٩ العمليات الفيزيائية في الصمام الثلاثي

لكي نوضح تأثير عمل الشبكة في الصمام الثلاثي سوف نعتبر أن إلكترودات الصمام مستوية (شكل ٣ــ١٠) ويبين هذا الشكل أن معظم خطوط قوى المجال الكهربي بين الأنود والكاثود تنتهي عند الشبكة ولا يمر منها إلى الكاثود سوى عدد قليل جدا . ويحدث هذا عندما يكون جهد الشبكة مساوياً للصفر أو سالباً . بذلك يتضح أن الشبكة تقطع الطريق على معظم خطوط القوى الخارجة من الأنود وبالتالي يضعف تأثير الأنود على المنطقة الموجودة بين الشبكة والكاثود وكلما كانت الشبكة أكثر كثافة كلما ضعف تأثير الأنود بدرجة أوضح وذلك بسبب زيادة كثافة الشحنة الفراغية بين الكاثود والشبكة أو بلغة أخرى بسبب زيادة الحاجز الكموني للإلكترونات .

وعند زيادة جهد الشبكة من الصفر إلى القيم الموجبة تنخفض كثافة الشحنة الفراغية ويقل إرتفاع الحاجز الكموني بين الكاثود والشبكة وبذلك يزداد عدد الإلكترونات القادرة على إجتياز هذا الحاجز ويزداد التيار الأنودي .

وهكذا فإن الشبكة تؤثر في التيار الأنودي بدرجة كبيرة جداً وتتحكم في قيمته . وهذا هو السبب الذي يجعل تكبير النبضات ممكناً في الصمامات الثلاثية . فجهد الشبكة يؤثر على قيمة التيار الأنودي أكبر من تأثير جهد



شكل ٣ــ١٠

الأنود على هذا التيار . وتعرف نسبة تأثير جهد الشبكة إلى تأثير جهد الأنود على التيار الأنودي بإسم معامل التكبير Amplification factor . ويوضح هذا المعامل كم من المرات يكون تأثير جهد الشبكة على التيار الأنودي أقوى من تأثير نفس القيمة من جهد الأنود . وعلى سبيل المثال إذا كان معامل التكبير لصمام ثلاثي معين يساوي ١٠٠ فهذا يعني أن تأثير جهد الشبكة على التيار الأنودي أقوى مائة مره من تأثير جهد الأنود على نفس التيار .

وتعمل الصمامات الثلاثية في معظم الدارات عند قيم سالبة لجهد الشبكة . وفي حالة زيادة الجهد السالب على الشبكة إلى حد معين يزيد إرتفاع الحاجز الكموني بحيث لا يتمكن أي إلكترون من إجتيازه . وفي هذه الحالة ينقطع مرور التيار الأنودي ويصبح مساوياً للصفر . ويسمى الجهد السالب على شبكة التحكم الذي ينقطع عنده مرور التيار بجهد القطع $V_{\text{cut off}}$. وجهد القطع غير كبير نسبياً ويعتمد على الأبعاد الهندسية للإلكترودات وعلى قيمة جهد الأنود . فبالنسبة للصمام الذي يكون معامل تكبيره ٢٠ ، وجهد الأنود عليه مساوياً ١٠٠ فولت يكون جهد القطع له حوالي — ٥ فولت . وإذا إتخذ جهد الشبكة قيماً موجبةً تجذب بعض الإلكترونات إلى الشبكة مكونة تياراً شبكياً يزداد بزيادة الجهد الموجب .

٣ــ١٠ قانون قوة الثلاثة أنصاف للصمام الثلاثي

يختلف هذا القانون في الصمام الثلاثي عنه في الثنائي . ويرجع السبب في هذا الإختلاف الى وجود جهدين هما جهد الأنود V_aوجهد الشبكة V_g . فلو إخترنا جهداً مكافئاً V_{eq} يكون تأثيره على التيار الأنودي مكافئاً لتأثير جهد الأنود في الصمام الثنائي فإنه يمكن كتابة القانون بالنسبة للصمام الثلاثي في نفس الصورة السابقة أي

$$I_a = G V_{eq}^{3/2} \qquad (١٦—٣)$$

ويمكن تحديد قيمة الجهد المكافيء بالعلاقة التقريبية الآتية

$$V_{eq} = V_g + V_a/\mu \qquad (١٧—٣)$$

حيث μ معامل التكبير للصمام الثلاثي وشرح هذه العلاقة ليس بالأمر الصعب . فجهد الشبكة يؤثر تأثيراً مباشراً على التيار الأنودي أما تأثير جهد الأنود فإنه يضعف بمقدار μ مرة نتيجة حجب الشبكة لتأثير الأنود على الكاثود .

وبذلك يكون قانون قوة الثلاثة أنصاف للصمام الثلاثي هو

$$I_a = G(V_g + V_a/\mu)^{3/2} \qquad (١٨—٣)$$

حيث G معامل هندسي يعتمد على أشكال الإلكترودات والمسافات بينها .

وبالنسبة للصمام الثلاثي يعتبر هذا القانون مقرباً إلى حد كبير وذلك للأسباب التي سبق ذكرها وكذلك لعدم دقة تحديد الجهد المكافيئ. ويمكن إستخدام هذا القانون لتحديد جهد القطع $V_{\text{cut off}}$ بصورة مقربة . فعند جهد القطع يكون التيار الأنودي مساوياً للصفر أي

$$I_a = G(V_g + V_a/\mu)^{3/2} = 0$$

وحيث أن المعامل الهندسي لا يساوي صفراً نجد أن القطع يتم عندما يكون

$$V_g = -\frac{V_a}{\mu}$$

٣ــ١١ مميزات (منحنيات الخواص) الصمام الثلاثي الإستاتيكية
The Triode Static Characteristics

ذكرنا أن قانون الثلاثة أنصاف غير دقيق خاصة بالنسبة للصمام الثلاثي. لذلك فإنه لتحديد العلاقة بين تيار الأنود وكل من جهد الأنود وجهد الشبكة يجب اللجوء إلى القياسات العملية. ونظراً لتأثير كل من جهد الشبكة وجهد الأنود على التيار الأنودي فإنه يوجد للصمام الثلاثي مميزتان. الأولى تسمى بالمميزة الأنودية Plate Characteristic وهي تعكس العلاقة بين تيار الأنود وجهده أي $I_a=f(V_a)$ والثانية وتسمى مميزة الإنتقال Transfer Characteristic وهي تعكس العلاقة بين تيار الأنود وجهد شبكة التحكم أي

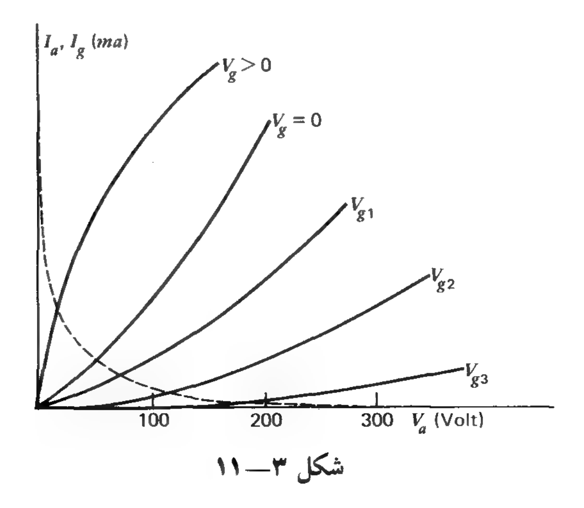
$$I_a=f(V_g)$$

ا ــ المميزة الأنودية

يستعرض الشكل ٣ــ١١ صورة للمميزة الأنودية حيث تعكس الخطوط المتصلة علاقة تيار الأنود بجهد الأنود عند ثبوت جهد شبكة التحكم عند قيم محددة بعضها موجب أو صفر والبعض الآخر سالب حيث $V_{g_3} < V_{g_2} < V_{g_1}$. ويتضح من هذا الشكل أنه بالنسبة لجهد الشبكة الأكثر سلبية يتحرك منحنى المميزة إلى اليمين ويصبح ميله أقل. وعندما يكون جهد الشبكة مساوياً للصفر أو موجباً تمر منحنيات المميزة بنقطة الصفر. أما بالنسبة للجهد السالب على شبكة التحكم فتبدأ المنحنيات من جهد أنودي معين يختلف باختلاف جهد الشبكة. وهذا الجهد الأنودي هو الذي سبق وحدد بالعلاقة التقريبية

$$V_a = -\mu V_g$$

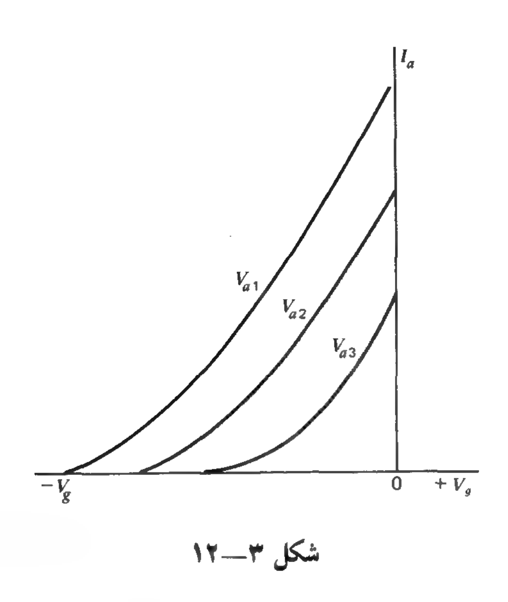
أما الخط المتقطع فيعكس علاقة تيار الشبكة بجهد الأنود عندما يكون جهد الشبكة موجبا.



شكل ٣ــ١١

ب — مميزة الإنتقال

وهي التي تعكس علاقة تيار الأنود بجهد شبكة التحكم ويستعرض شكل ٣ — ١٢ صورة لمميزة الإنتقال حيث ترمز المنحنيات لعلاقة تيار الأنود بجهد الشبكة عند قيم ثابتة لجهد الأنود حيث نجد أن $V_{a1} < V_{a2} < V_{a3} < 0$. ويمكن تحديد جهد القطع بوضوح أكبر من هذه المجموعة لكل قيمة معينة من جهد الأنود . وعموماً لا تختلف هذه المجموعة عن مجموعة المميزة الأنودية ويمكن الحصول على أي من المميزتين من خلال الأخرى دون إجراء قياسات جديدة .



شكل ٣ — ١٢

٣ — ١٢ بارامترات الصمام الثلاثي Triode Parameters

تعرفنا في البند ٣ — ٥ على بارامترات الصمام الثنائي . وبالنسبة للصمام الثلاثي نجد أن تعريف بعض هذه البارامترات مثل جهد الفتيل والقدرة القصوى يبقى صحيحا . لذا سوف نستعرض بارامترات الصمام الثلاثي التي تغير مفهومها أو التي إستجدت .

أ — التوصيلية عبر الصمام الثلاثي g_m Triode Transconductance

وهي تحدد معدل تغير التيار الأنودي بتغير جهد الشبكة عندما يبقى جهد الأنود ثابتا . فإذا تغير جهد الشبكة بمقدار ΔV_g وتغير نتيجة لذلك تيار الأنود بمقدار ΔI_a في حين كان جهد الأنود ثابتاً تكون التوصيلية g_m هي

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}\bigg|_{V_a = \text{const.}} = \frac{dI_a}{dV_g}\bigg|_{V_a = \text{const}} = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \qquad (٣ — ٢٠)$$

مثال : عند تغير جهد الشبكة بمقدار ٢ فولت تغير تيار الأنود بمقدار ٣٠ مللي أمبير في حين كان جهد الأنود ثابتاً . أوجد توصيلية هذا الصمام .

$$g_m = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} = \frac{30}{2} = 15 \frac{mA}{V}$$

وتحدد توصيلية الصمام بإستخدام مميزة الإنتقال بطريقة النقطتين كما يمكن تحديدها من مجموعة المميزة الأنودية. وتعتمد قيمة التوصيلية على كل من جهد الشبكة وجهد الأنود وتكون قيمتها ثابتة تقريباً بالنسبة لجهد الأنود المعين وذلك في المنطقة الخطية من مميزة الإنتقال.

ب ــ مقاومة الأنود الديناميكية r_a Dynamic-Plate Resistance

وهي تعكس طابع تأثير أي تغير في الجهد الأنودي على التيار الأنودي وذلك عند ثبات جهد الشبكة أي أن

$$r_a = \left.\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}\right|_{V_g = \text{const}} = \left.\frac{dV_a}{dI_a}\right|_{V_g = \text{const}} = \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \qquad (٣—٢١)$$

ويسهل تحديد المقاومة الديناميكية (يطلق عليها أحياناً المقاومة الداخلية) من مجموعة المميزة الأنودية بإستخدام نقطتين على المنحنى المعين.

مثال : حدد قيمة مقاومة الأنود الديناميكية لصمام ثلاثي تغير تياره الأنودي بمقدار ٤ مللي أمبير عند تغيير جهد الأنود بمقدار ٥٠ فولت علماً بأن جهد الشبكة كان ثابتا.

$$r_a = \frac{\partial V_a}{\partial I_a} = \frac{50}{4 \times 10^{-3}} = 12\,500\ \Omega = 12.5\ \text{K}\Omega$$

جـ ــ معامل التكبير μ Amplification factor

وهو عبارة عن النسبة بين التغير في جهد الأنود والتغير المقابل له في جهد الشبكة بحيث يبقى تيار الأنود ثابتا. أي أن

$$\mu = \left.\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right|_{I_a = \text{const}} = \frac{\partial V_a}{\partial V_g} \qquad (٣—٢٢)$$

مثال : عند زيادة جهد الأنود لصمام ثلاثي بمقدار ١٠٠ فولت زاد تيار الأنود بمقدار ٢ مللي أمبير. ثم أمكن الرجوع إلى القيمة الأصلية لتيار الأنود وذلك بتغيير جهد الشبكة من ــ ١ فولت الى ــ ٣ فولت فما هو معامل التكبير لهذا الصمام.

$$\mu = \frac{\partial V_a}{\partial V_g} = \frac{100}{\{-1-(-3)\}} = \frac{100}{2} = 50$$

ويمكن تحديد معامل التكبير سواء من المميزة الأنودية أو من مميزة الإنتقال بإستخدام نقطتين.

د ــ العلاقة بين البارامترات g_m، r_a، μ

توجد علاقة بين كل من التوصيلية والمقاومة الديناميكية ومعامل التكبير. وهذه العلاقة صحيحة سواء بالنسبة للصمام الثلاثي أو الصمامات الرباعية والخماسية. وقد سبق أن ذكرنا أن تيار الأنود يتغير بتغير كل من جهد

الشبكة وجهد الأنود . وهكذا فإنه يمكن التعبير رياضياً عن التغير الكلي في تيار الأنود كالآتي :

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial V_g}\Delta V_g + \frac{\partial I_a}{\partial V_a}\Delta V_a \qquad (٣—٢٣)$$

فإذا فرضنا أن التغير في جهود الأنود والشبكة تم بحيث بقي تيار الأنود ثابتاً (أي زاد جهد الأنود وإنخفض جهد الشبكة أو العكس بحيث بقي تيار الأنود ثابتاً) نجد أن

$$dI_a = 0 = \frac{\partial I_a}{\partial V_g}\Delta V_g + \frac{\partial I_a}{\partial V_a}\Delta V_a$$

وبالتعويض عن التفاضلات الجزئية بما يقابلها من بارامترات نجد أن

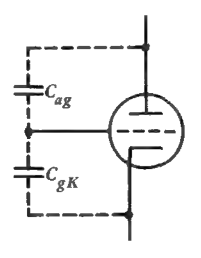
$$g_m \Delta V_g + \frac{1}{r_a}\Delta V_a = 0$$

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \equiv \mu = -g_m r_a \qquad (٣—٢٤)$$

وتعني إشارة (—) أنه عندما يتغير جهد الأنود في إتجاه يجب أن يتغير جهد الشبكة في الإتجاه المضاد بحيث يبقى تيار الأنود ثابتا . وهذه هي العلاقة التي تربط معامل التكبير في الصمام الثلاثي بكل من توصيليته ومقاومته الديناميكية .

هـ — السعات الداخلية للصمام الثلاثي C_0

يتميز الصمام الثلاثي بالمقارنة بالثنائي بوجود سعتين رمزنا لها بالخطوط المتقطعة على الشكل ٣—١٣



شكل ٣—١٣

السعة الأولى وهي التي تلعب الدور الأساسي هي السعة بين الشبكة والأنود C_{ag} وتتراوح قيمة هذه السعة في الصمامات المختلفة من عدة بيكوفاراد إلى عدة عشرات من البيكوفاراد . والسعة الثانية هي السعة بين الشبكة والكاثود C_{gk} وتكون قيمتها أقل من السعة الأولى . وتعتبر هذه السعات من البارامترات المميزة للصمام الثلاثي وهي التي تحدد مجال الترددات التي يمكن أن يستخدم معها الصمام . لذا تعتبر هذه السعات (خاصة C_{ag}) من أهم عيوب الصمام الثلاثي . فعند إستخدام الصمام كمكبر أو كمولد للنبضات ذات الترددات العالية تكون ممانعة هذه السعات صغيرة بالنسبة للمقاومة الديناميكية للصمام . وبذلك لاتستخدم مثل هذه الصمامات عند الترددات العالية .

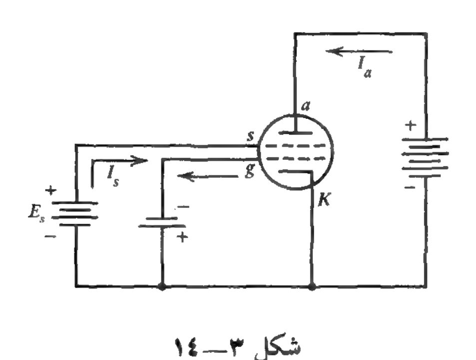
ومن العيوب الأخرى للصمام الثلاثي تأثر الشبكة بمجال الأنود تأثراً مباشرا . وحيث أن جهد الأنود يكون متغيراً تبعاً لتغير التيار (في الدوائر العملية) فإن الشبكة تقع تحت تأثير مجال متغير ويؤدي هذا بالتالي الى تغير عدد الإلكترونات التي تصطدم بالشبكة أي الى توليد تيار شبكي متغير . وهذا التيار الشبكي المتغير ضار جداً ويعتبر من أهم عيوب الصمام الثلاثي .

٣ــ١٣ الصمام الرباعي Vacuum-Tube Tetrode

تتميز الصمامات الرباعية عن الثلاثية بوجود شبكة ثانية تسمى بالشبكة الحاجبة Screen Grid والغرض من هذه الشبكة الثانية هو تلافي عيوب الصمام الثلاثي وهي السعة الداخلية الكبيرة نسبياً وتأثير جهد الأنود المباشر على شبكة التحكم مما يؤدي إلى توليد تيار متغير عليها .

لذلك فإنه لحجب تأثير جهد الأنود على شبكة التحكم توضع الشبكة الحاجبة بين الأنود وشبكة التحكم . كذلك يؤدي وجود هذه الشبكة الحاجبة إلى خفض قيمة السعة بين الأنود وشبكة التحكم بصورة ملحوظة (تصل إلى عشرات بل ومئات المرات) .

ولشبكة الحجب دارة أخرى مكونة منها ومن الكاثود (شكل ٣ــ١٤) . وتتغذى هذه الدارة بواسطة منبع جهد مستمر مستقل ، كما يمكن تغذيتها من نفس منبع الجهد الخاص بدارة الأنود . وجهد الشبكة الحاجبة



شكل ٣ــ١٤

يكون موجباً دائماً حيث أن الجهد السالب عليها يؤدي إلى إنقطاع مرور التيار تماماً عبر الصمام . ويتراوح جهد الشبكة الحاجبة بين ٣٠ــ٨٠٪ من جهد الأنود تبعاً لنوع الصمام الرباعي وظروف تشغيله . ونظراً لوجود جهد موجب على الشبكة الحاجبة فإن بعض الإلكترونات المتجهة إلى الأنود تجذب إليها ويمر تيارآخر يطلق عليه إسم تيار شبكة الحجب I_s بين شبكة الحجب والكاثود . وتعتمد قيمة هذا التيار على كل من جهد الشبكة الحاجبة وجهد الأنود كما يعتمد على كثافة الشبكة الحاجبة . فكلما كانت الشبكة كثيفة كان التيار الشبكي I_s كبير والعكس صحيح .

وبذلك يكون تيار الكاثود I_k في الصمام الرباعي عبارة عن مجموع ثلاث تيارات هي تيار الأنود I_a ، وتيار شبكة الحجب I_s وتيار شبكة التحكم I_g أي أن

$$I_k = I_a + I_s + I_g \qquad (٣ــ٢٥)$$

فإذا كان جهد شبكة التحكم سالباً أي $V_g < 0$ (وهذا هو المتبع في معظم الدارات) يكون تيار شبكة التحكم

I_g مساوياً للصفر أي أن :

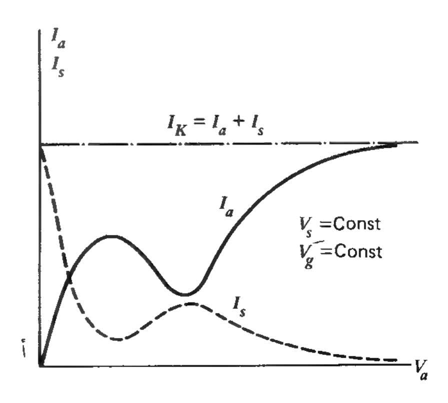
$$I_k = I_a + I_s \qquad (٣—٢٦)$$

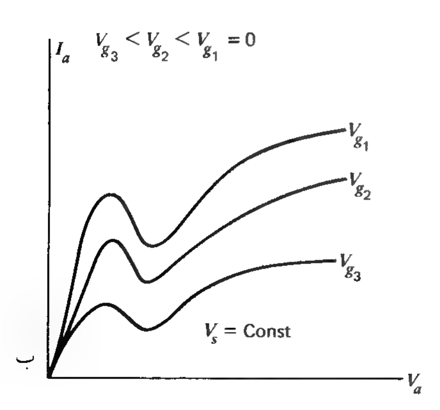
ويعتمد كل من تيار الأنود I_a وتيار شبكة الحجب I_s على كل من جهد الأنود ، وجهد شبكة الحجب وجهد شبكة التحكم . كذلك يعتمد جهد القطع $V_{cut\ off}$ للصمام الرباعي على كل من جهد شبكة التحكم والشبكة الحاجبة وبصورة أضعف على جهد الأنود .

٣ــ ١٤ مميزات الصمام الرباعي الإستاتيكية
Tetrode Static Characteristics

في الصمام الرباعي يصعب تطبيق قانون تشايلد ــ لانغمير نظراً لصعوبة إيجاد جهد مكافيء للجهود الثلاثة على كل من الأنود والشبكة الحاجبة وشبكة التحكم . لذا تستخدم منحنيات المميزات الإستاتيكية لتحديد خصائصه وبارامتراته . ويصل عدد المتغيرات المرتبطة ببعضها في الصمام الرباعي إلى ست متغيرات هي جهد وتيار كل من الأنود والشبكتين فإذا كان جهد شبكة التحكم سالباً $(V_g < 0)$ يكون تيار شبكة التحكم I_g مساوياً للصفر . وبذلك يبقى لدينا خمس متغيرات مرتبطة هي جهد وتيار الأنود وجهد وتيار الشبكة الحاجبة وجهد شبكة التحكم السالب . وفي معظم الدارات العملية يكون جهد الشبكة الحاجبة ثابتاً وبذلك تبقى لدينا أربع متغيرات فقط هي I_a ، V_a ، I_s ، V_g وعلى ذلك فإنه يمكن دراسة المميزة الأنودية أو مميزة الإنتقال للصمام الرباعي بنفس الأسلوب المتبع بالنسبة للصمام الثلاثي مع قياس علاقة I_s بكل من V_a ، V_g .

ويبين (شكل ٣ــ ١٥ أ) صورة المميزة الأنودية لصمام رباعي وهي عبارة عن العلاقة بين تيار الأنود I_a وجهده V_a (الخط المتصل) عند ثبات كل من جهد الشبكة الحاجبة وشبكة التحكم . أما الخط المتقطع على هذا الشكل فيوضح العلاقة بين تيار شبكة الحجب I_s وجهد الأنود V_a عند نفس قيم الجهود على كل من الشبكتين . وأما الخط المتقطع المنقوط فهو عبارة عن تيار الكاثود I_k أي مجموع التيارين I_a ، I_s عند نفس الظروف . ومنه يتضح أن تيار الكاثود يكاد يكون ثابتا ، وهذا يعني أنه عند الظروف المحددة ينخفض I_a إذا زاد I_s والعكس صحيح . وعند تغيير جهد شبكة التحكم نحصل على منحنيين جديدين لعلاقة كل من I_a ، I_s بجهد الأنود .





ويوضح شكل (٣ــ١٥ ب) مجموعة المميزة الأنودية للصمام الرباعي عند قيمة ثابتة لجهد شبكة الحجب وعند قيم مختلفة لجهد شبكة التحكم . هذا ويمكن عمل مميزة الإنتقال للصمام الرباعي بنفس الأسلوب المتبع بالنسبة للثلاثي حيث تكون هذه المميزة عبارة عن علاقة تيار الأنود بجهد شبكة التحكم عند قيمة ثابتة لجهد الشبكة الحاجبة ولقيم مختلفة لجهد الأنود .

٣ــ١٥ بارامترات الصمام الرباعي Tetrode Parameters

تعين بارامترات الصمام الرباعي بنفس الطريقة المتبعة في الصمام الثلاثي وذلك بإستخدام نقطتين على مجموعة منحنيات المميزة الأنودية أو مجموعة مميزة الإنتقال مع إضافة شرط جديد وهو ثبات جهد الشبكة الحاجبة . فإذا تغير جهد هذه الشبكة يجب عمل مجموعة منحنيات جديدة وتحديد البارامترات في تلك الظروف الجديدة . وبارامترات الصمام الرباعي هي :

ا ــ التوصيلية

g_m وهي عبارة عن معدل تغير تيار الأنود بتغير جهد شبكة التحكم عند ثبات كل من جهد الأنود وجهد الشبكة الحاجبة أي

$$g_m = \left.\frac{dI_a}{dV_g}\right|_{V_a, V_s = \text{Const}} = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \qquad (٣—٢٧)$$

ب ــ مقاومة الأنود الديناميكية r_a

وهي عبارة عن

$$r_a = \left.\frac{dV_a}{dI_a}\right|_{V_g, V_s = \text{Const}} = \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \qquad (٣—٢٨)$$

جـ ــ معامل التكبير μ

وهي عبارة عن

$$\mu = \left.\frac{dV_a}{dV_g}\right|_{I_a, V_s = \text{Const}} = \frac{\partial V_a}{\partial V_g} \qquad (٣—٢٩)$$

وتظل العلاقة بين هذه البارامترات صحيحة بالنسبه للصمام الرباعي أي أن

$$\mu = -g_m r_a$$

ويجدر الذكر أن التوصيلية g_m لا تتأثر بعدد الشبكات وإنما تعتمد على الأبعاد الهندسية للصمام . أي أن g_m تكون تقريباً ثابتة لكل من الصمام الثلاثي أو الرباعي ما دامت أبعادهما واحدة . وأما بالنسبة للمقاومة الديناميكية r_a فإنها تزداد عشرات بل ومئات المرات بالنسبة للصمام الرباعي عن نظيره الثلاثي وذلك لضعف تأثير الأنود بسبب حجبه بالشبكة الحاجبة . ولماكان معامل التكبير عبارة عن حاصل ضرب التوصيلية في المقاومة الديناميكية للصمام نجد أن معامل التكبير في الصمام الرباعي يكون أكبر من نظيره في الثلاثي بعشرات بل ومئات المرات .

وفي بعض الدارات يستخدم الصمام الرباعي بحيث يعمل جزؤه الشبيه بالصمام الثلاثي والمتكون من الكاثود وشبكة التحكم والشبكة الحاجبة كوحدة واحدة (أي كصمام ثلاثي أنوده عبارة عن الشبكة الحاجبة) في دارة معينة في حين يعمل الصمام ككل في دارة أخرى . في هذه الحالة فإنه بالإضافة إلى البارامترات السابق تحديدها يجب تحديد مجموعة أخرى من البارامترات الفرعية وهي التي تقابل إستخدام الشبكة الحاجبة كأنود . في هذه الحالة تكون البارامترات الفرعية هي g_{m2}, r_{a2}, μ_2 وتحددها العلاقات التالية :—

$$g_{m2}=\frac{dI_s}{\partial V_g}\bigg|_{V_a,\ V_s=\text{Const}}=\frac{\partial I_s}{\partial V_g} \qquad (٣—٣٠)$$

$$r_{a2}=\frac{dV_s}{dI_s}\bigg|_{V_a,\ V_g=\text{const}}=\frac{\partial V_s}{\partial I_s} \qquad (٣—٣١)$$

$$\mu_2=\frac{dV_s}{dV_g}\bigg|_{V_a,\ I_a=\text{const}}=\frac{\partial V_s}{\partial V_g} \qquad (٣—٣٢)$$

٣—١٦ الظاهرة الديناترونيه في الصمامات الرباعية

Dynatron Effect in Tetrodes

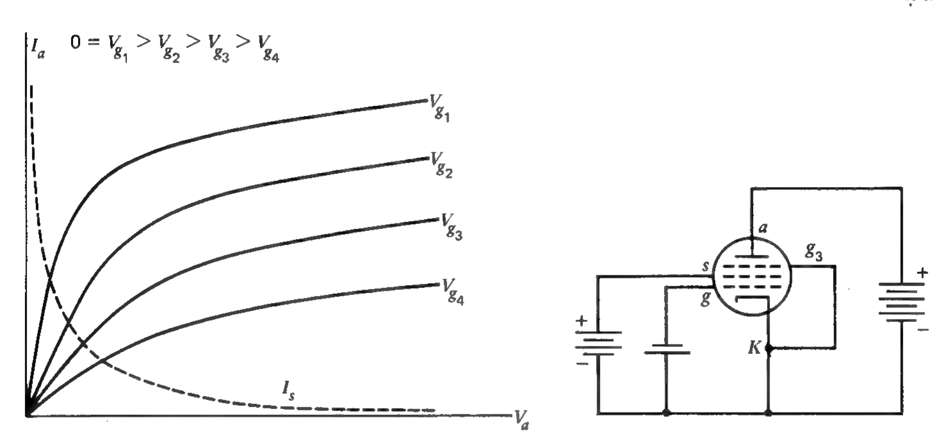
تتلخص هذه الظاهرة في أنه عند إصطدام الإلكترونات بالأنود يحدث عليه إنبعاث ثانوي (أنظر الإنبعاث الثانوي في الباب الثاني) . ويحدث الإنبعاث الثانوي من الأنود في جميع الصمامات بلا إستثناء ، ولكنه لا يؤدي إلى حدوث الظاهرة الديناترونية سواء في الصمامات الثنائية أو الثلاثية لأن الإلكترونات الثانوية ترتد عائدة إلى الأنود حيث أن جهده موجب وعال ولايوجد إلكترود آخر يمكن أن يجذبها . أما في الصمامات الرباعية يمكن أن يكون جهد الأنود قريب من جهد الشبكة الحاجبة بل ربما أقل . وبذلك تجذب الإلكترونات الثانوية إلى الشبكة الحاجبة مكونة بذلك تياراً مضاداً لتيار الإلكترونات الأولية . ونتيجة لذلك يقل تيار الأنود ويزيد تيار الشبكة الحاجبة وهو ما يسمى بالظاهرة الديناترونية. ويلاحظ أن الظاهرة الديناترونية لا تحدث إلا عند قيم معينة لجهد الأنود وذلك للصمام المعين والسبب في ذلك أن الإنبعاث الثانوي لا يحدث إلا إذا كانت طاقة الإلكترون عند إصطدامه بالأنود أعلى من قيمة معينة . وبزيادة جهد الأنود تزداد الظاهرة الديناترونية وذلك لزيادة معامل الإنبعاث الثانوي بزيادة طاقة الإلكترون الأولي . وعندما يصبح جهد الأنود أكبر من جهد الشبكة الحاجبة تنعدم الظاهرة الديناترونية بسبب جذب الأنود للإلكترونات الثانوية وإعادتها إليه .

وهكذا فإنه لحدوث الظاهرة الديناترونية يجب توفر شرطين وهما حدوث الإنبعاث الثانوي وزيادة جهد الشبكة الحاجبة عن جهد الأنود .

ونتيجة لوجود الظاهرة الديناترونية في الصمامات الرباعية يمكن أن تتخذ المقاومة الديناميكية للصمام قيماً سالبة . أي تكون $r_a < 0$ ويحدث هذا في منطقة إنعطاف التيار الأنودي إلى أسفل . فإذا كان مفهوم المقاومة الموجبة عند مرور تيار فيها هو إستهلاك الطاقة يكون مفهوم المقاومة السالبة توليد طاقة . وبإستخدام هذه الحقيقة يستخدم الصمام الرباعي في بعض الدارات كمولد للنبضات .

٣ــ١٧ الصمامات الخماسية Vacuum-Tube Pentodes

تعتبر الظاهرة الداديناترونية العيب الرئيسي في الصمامات الرباعية عند إستخدامها في الدارات المختلفة وخصوصاً دارات التكبير. لذلك فقد تم تطوير صمام آخر يحتوي على شبكة ثالثة هو الصمام الخماسي. والغرض من هذه الشبكة الثالثة هو كبت الظاهرة الداديناترونية ولذا تعرف الشبكة الثالثة باسم الشبكة الكابتة Suppressor Grid وتسمى أحياناً بالشبكة الضد داديناترونية Anti Dynatron Grid ويرمز لها بالرمز g_3. وتوصل الشبكة الكابتة في أغلب الصمامات الخماسية بالكاثود كما هو مبين في الشكل ٣ــ١٦أ. وبذلك يكون جهد الشبكة الكابتة مساوياً لجهد الكاثود الذي يكون مساوياً للصفر أو قريباً منه وبذلك يكون جهدها سالباً



بالنسبة لجهد الأنود وهذا هو سبب إرتداد الإلكترونات الثانوية إلى الأنود. ونادراً ما يسلط جهد موجب صغير على شبكة الكبت بحيث يظل جهدها سالباً بالنسبة لكل من الأنود والشبكة الحاجبة والغرض من هذا الجهد الموجب الصغير هو زيادة التيار المار خلال الصمام الخماسي أي زيادة قدرة الصمام.

وهكذا نجد أن دور شبكة الكبت هو توليد مجال مبطئ للإلكترونات الثانوية بحيث ترتد إلى الأنود دون الوصول إلى الشبكة الحاجبة. ونظراً لوجود ثلاث شبكات في الصمام الخماسي تصبح إختراقية الصمام الخماسي بالنسبة للإلكترونات الأولية الصادرة من الكاثود أقل من أي صمام آخر مناظر في الأبعاد الهندسية. أي أن المقاومة الديناميكية للصمام الخماسي تكون أكبر مما هي بالنسبة لنظيره الرباعي. وبالتالي الثلاثي. ولكن توصيلية الصمام الخماسي لا تتأثر بوجود الشبكة الثالثة. لذلك فإننا نجد أن معامل التكبير في الصمام الخماسي أكبر منه في نظيره الرباعي وبالتالي الثلاثي.

٣ــ١٨ مميزات الصمام الخماسي Pentode Characteristics

مميزات الصمام الخماسي ـــ كما هو الحال في الرباعي أو الثلاثي ــ هي مجموعة منحنيات المميزة الأنودية ومجموعة منحنيات الإنتقال. ولقياس هاتين المميزتين يضاف شرط جديد هو ثبات جهد شبكة الكبت سواء كانت تعمل عند جهد صفري أو جهد صغير جداً وهكذا تكون مجموعة منحنيات المميزة الأنودية هي عبارة عن

علاقة تيار الأنود بجهد الأنود عند قيم محددة لجهد شبكة التحكم وعند ثبات كل من جهد الشبكة الحاجبة والشبكة الكابتة ويبين شكل ٣ــ١٦ ب مجموعة المميزة الأنودية لصمام خماسي ، حيث نرى إنعدام الظاهرة الديناترونية . ومن هذه المنحنيات يتضح أن تيار الأنود يزداد أولاً زيادة مضطردة بزيادة جهد الأنود وسرعان ما يصل إلى قيمة تكون ثابتة أو يزداد ببطء شديد . ويرجع السبب في ذلك لضعف تأثير جهد الأنود على الحيز بين الكاثود وشبكة التحكم وبالتالي على قيمة الشحنة الفراغية نظراً لوجود ثلاث شبكات بين الأنود والكاثود . وهكذا أصبح جهد شبكة التحكم هو المؤثر الرئيسي على التيار الأنودي .

وجدير بالذكر أنه نظراً لوجود شبكتين بين الأنود وشبكة التحكم تقل السعة الداخلية C_{ag} للصمام الخماسي مما يجعله أنسب الصمامات إستخداماً عند الترددات العالية .

٣ــ١٩ بارامترات الصمام الخماسي Pentode Parameters

تحدد بارامترات الصمام الخماسي r_a ، g_m ، μ من المميزة الأنودية أو مميزة الإنتقال بإستخدام نفس الأسلوب المتبع في كل من الصمام الرباعي والثلاثي مع إضافة شرط ثبات جهد شبكة الكبت .

أي أن توصيلية الصمام الخماسي هي :

$$g_m=\frac{\partial I_a}{\partial V_g}=\frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}\bigg|_{V_a,\ V_s,\ V_{g3}=\text{const}} \qquad (٣ــ٣٣)$$

ومقاومته الدينامية هي

$$r_a=\frac{\partial V_a}{\partial I_a}=\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}\bigg|_{V_g,\ V_s,\ V_{g3}=\text{const}} \qquad (٣ــ٣٤)$$

ومعامل تكبيره هو

$$\mu=\frac{\partial V_a}{\partial V_g}=\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\bigg|_{I_a,\ V_s,\ V_{g3}=\text{const}} \qquad (٣ــ٣٥)$$

وتبقى العلاقة بين هذه البارامترات ثابتة مثلما في كل من الصمامات الرباعية والثلاثية . كذلك تصاغ البارامترات الفرعية g_{m2} ، r_{a2} ، μ_2 والخاصة بإستخدام الصمام الخماسي كثلاثي (أي إستخدام الشبكة الحاجبة كأنود ثان) بنفس المعادلات المستخدمة في الرباعي (من ٣ــ٣٠ الى ٣ــ٣٢) مع ثبات V_{g3} .

وهكذا نجد أن الصمامات الخماسية تتميز عن الرباعية بسعة داخلية صغيرة وبثبات تيار الأنود بالنسبة لجهده وبمعامل تكبير عال مما أدى إلى إحلال الصمامات الخماسية محل الرباعية ويبين الجدول ٣ــ١ حدود قيم البارامترات الثلاثة لكل من الصمامات الثلاثية والرباعية والخماسية .

جدول ٣ــ١

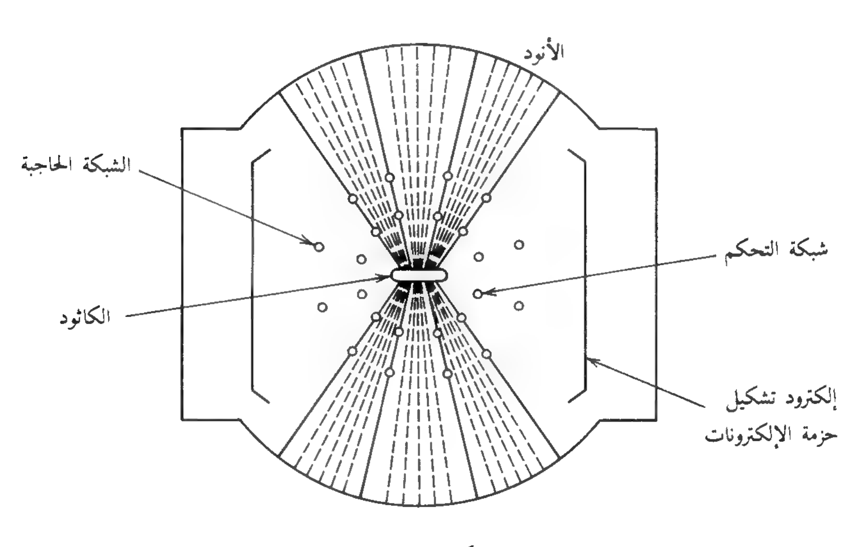
البارامتر (ووحدته)	الصمامات الثلاثية	الصمامات الرباعية	الصمامات الخماسية
g_m (مللي أمبير/فولت)	٠,٥ ــ ٣٠	٠,٥ ــ ٣٠	٠,٥ ــ ٣٠
r_a (أوم)	٥٠ــ١٠٠٠٠٠	٥٠٠٠ــ٥٠٠٠٠٠	٥٠٠٠٠ــ٢٠٠٠٠٠٠
μ	٢ ــ ١٠٠	١٠ ــ ١٠٠٠	١٠٠ ــ ١٠٠٠٠

٣ــ ٢٠ الصمام الرباعي ذو الحزمة الإلكترونية عالية القدرة

The Beam-Power Tetrode

وجدنا في الصمام الخماسي أنه أمكن كبت الظاهرة الديناترونية بإستخدام الشبكة الكابتة . ولكن وجود عدد كبير من الشبكات في الصمام يؤدي إلى ضعف قدرته حيث يقل تيار الإلكترونات التي تصل إلى الأنود وبالتالي فإنه لا يمكن إستخدام الصمام عند القدرات العالية . لذا فقد تم تصميم صمام رباعي يتم فيه كبت الظاهرة الديناترونية دون إستخدام الشبكة الكابتة ويسمى بالصمام الرباعي ذي الحزمة عالية القدرة.ويتلخص مبدأ عمل هذا الصمام في زيادة كثافة الإلكترونات بين الشبكة الحاجبة والأنود إلى درجة كبيرة بحيث تتكون شحنة فراغية سالبة تدفع أي إلكترون ثانوي منبعث من الأنود فتعيده إليه من جديد .

ويجب أن تكون كثافة الإلكترونات بين الشبكة الحاجبة والأنود كافية بحيث ترتد جميع الإلكترونات الثانوية حتى إذا كان جهد الشبكة الحاجبة أعلى من جهد الأنود . ويمكن زيادة كثافة الإلكترونات بتجميعها في حزم وتحديد مسار هذه الحزم . ولهذا الغرض تستخدم إلكترودات بين الأنود والشبكة الحاجبة يكون جهدها مساوياً لجهد الكاثود وتسمى بإلكترودات تشكيل حزمة الإلكترونات . وبذلك تقطع خطوط قوى المجال الكهربي الناتج بين الأنود والكاثود في القطاعات التي توجد فيها هذه الإلكترودات ويكون تأثير الأنود على الكاثود محدوداً بالقطاعات التي لا توجد فيها هذه الإلكترودات كما هو موضح في الشكل ٣ــ ١٧ .



شكل ٣ــ ١٧ .

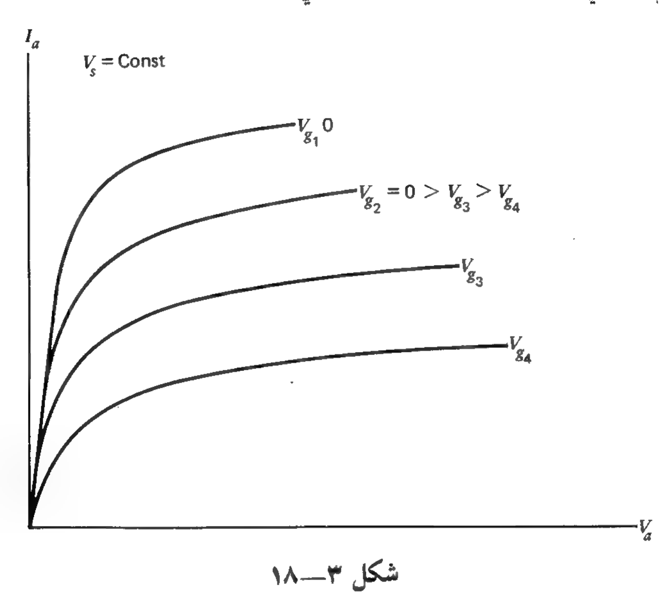
وبالإضافة إلى ذلك يجب أن تكون المسافة بين لفات حلزون شبكة التحكم وشبكة الحجب واحدة وعلى إمتداد خطي واحد مع الكاثود بحيث لا تتقاطع لفات حلزون شبكة الحجب مع حزمة الإلكترونات . ويؤدي هذا إلى إنخفاض تيار شبكة الحجب I_s إنخفاضاً كبيراً حيث يصل هذا التيار إلى حوالي ٣٪ من تيار الأنود في حين أنه يصل إلى حوالي ٢٠ــ ٤٠٪ من التيار الأنودي في حالة الصمام الخماسي .

ويبين شكل ٣ــ ١٧ مقطع صمام رباعي ذي حزمة عالية القدرة حيث يتضح مسار الحزم الإلكترونية بين الكاثود والأنود . ويتميز هذا الصمام بمعاوقة (مقاومة) صغيرة بسبب تشكيل الحزم الإلكترونية وعدم تداخل

شبكة الحجب مع هذه الحزم . ولذا فهو يتميز بقدرة أكبر من الصمام الخماسي . كما يتميز بمعامل تكبير أعلى منه في الصمام الثلاثي . لذا تستخدم الصمامات الرباعية ذات الحزم عالية القدرة في الدارات ذات القدرات المتوسطة والعالية .

ويبين شكل ٣ ــ ١٨ المميزة الأنودية لصمام رباعي ذي حزمة عالية القدرة ويتضح من هذا الشكل إنعدام الظاهرة الدايناترونية .

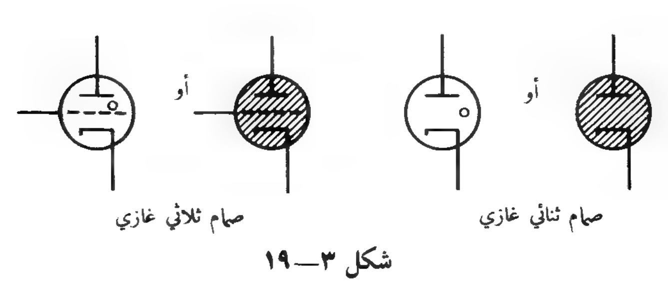
وجدير بالذكر أن تيار الأنود يمكن أن يصل في مثل هذه الصمامات إلى عدة أمبيرات في حين أن تيار الأنود في الصمام الخماسي لايتعدى عدة عشرات من المللي أمبير .



شكل ٣ــ١٨

٣ــ٢١ الصمامات الغازية Gas-Filled Tubes

ذكرنا أن الصمامات المفرغة تتميز بتفريغ عال يصل إلى ١٠$^{-٦}$ مم زئبق . ولكن عند وجود كمية صغيرة من أي غاز داخل الصمام تتغير خصائصه تغيراً شاملا . وتبعاً لتلك الخصائص تستخدم الصمامات الغازية لأغراض مختلفة . فيستخدم الصمام الثنائي الغازي في دارات إقرار الجهد أو في دارات تقويم الجهود المنخفضة . أما الصمام الثلاثي الغازي والمسمى بالثايراترون Thyratron فيستخدم كمفتاح توصيل الكتروني سريع Fast-acting switch ويرمز لوجود الغاز في الصمام بتظليله أو بوضع نقطة في داخله كالمبين في شكل ٣ــ١٩ .



شكل ٣ــ١٩

٣ــ٢٢ الصمام الثنائي الغازي The Gas Diode

في الصمامات الثنائية المفرغة وجدنا أن الشحنة الفراغية تحد من قيمة التيار الأنودي وأن مقاومة الصمام كعنصرمن عناصر الدارة الإلكترونية تكون عادة كبيرة . ويعتبر هذا من أهم عيوب الصمامات الثنائية المفرغة حيث تستهلك هذه المقاومة جزءاً كبيراً من القدرة فلو فرضنا أن تياراً مقداره ٢٥ مللي أمبير يمر خلال صمام ثنائي مفرغ عندما يكون جهد الأنود ١٠٠ فولت نجد أن هذا الصمام يكافيء في الدارة مقاومة مقدارها ٤٠٠٠ أوم . وهذا يعني أن الصمام يستهلك قدرة مقدارها ١٠ واط .

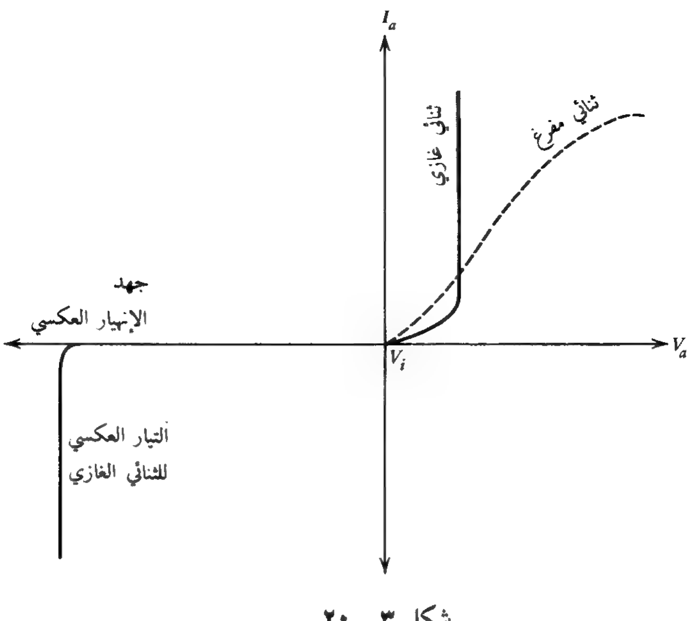
وعند وجود كمية صغيرة من غاز مثل النيون أو الأرجون أو بخار الزئبق داخل الصمام (بحيث لا يتعدى الضغط ملليمتر زئبق) يتغير منحنى الخواص للثنائي . فعندما يكون جهد الأنود أقل من جهد تأيين الغاز يكون التيار خلال الثنائي الغازي أقل بقليل من نظيره المفرغ بسبب إصطدام بعض الإلكترونات مع جزيئات الغاز . ولكن عندما يصبح جهد الأنود أعلى بقليل من جهد التأيين للغاز يزداد التيار الأنودي زيادة كبيرة ويصل إلى قيمة تحددها مقاومة الدارة الخارجية . ويرجع السبب في ذلك إلى أن الإلكترون يكتسب أثناء حركته من الكاثود إلى الأنود طاقة أعلى من جهد التأيين وعند إصطدامه بذرات الغاز فإنه يؤينها . وبذلك يتضاعف عدد الإلكترونات ويحدث ما هو معروف بإسم التكاثر الإلكتروني Electron Avalanche الذي يؤدي إلى زيادة عدد الإلكترونات الواصلة للأنود زيادة كبيرة . كما يلعب هذا التكاثر دوراً مهماً بسبب تولد الأيونات الموجبة عند التأيين والتي تتحرك ببطء ــ نظراً لكبر كتلتها ــ نحو الكاثود مما يؤدي إلى إنخفاض كثافة الشحنة الفراغية السالبة في منطقة الكاثود . فإذا كانت كثافة الأيونات مساوية لكثافة الشحنة الفراغية تعادلت هذه الشحنة وأصبحت قيمتها مساوية للصفر . وبذلك يصدر الكاثود تيار التشبع طبقاً لقانون ريتشاردسون .

ويمكن أن يزيد التيار خلال الثنائي الغازي لدرجة تلف الكاثود نتيجة إصطدام عدد كبير من الأيونات الموجبة به . لذلك يجب توصيل مقاومة خارجية على التوالي مع الصمام بحيث لا يصل التيار إلى حد الإتلاف وتعرف هذه المقاومة في الدارة بمقاومة تحديد أقصى قيمة للتيار .

ومن أهم عيوب الثنائيات الغازية مرور تيار عكسي عندما يصل الجهد العكسي إلى قيمة معينة (تصل إلى عدة مئات الفولت) .

وعلى الرغم من أن الأنود لا يصدر إلكترونات إلا أن وجود إلكترون واحد (قد تكون الأشعة الكونية هي مصدره) كافٍ لبدء التكاثر الإلكتروني ــ الأيوني . وبذلك يجذب الأنود السالب الأيونات في حين تمر الإلكترونات إلى الكاثود . ويبين شكل ٣ــ ٢٠ مميزة الثنائي الغازي وفيه يتضح إمكانية توصيل الثنائي الغازي في الإتجاهين . وللمقارنة فقد أوردنا مميزة الثنائي المفرغ (الخط المتقطع) الذي لا يمرر التيار إلا في الإتجاه المباشر فقط .

وهكذا نجد أن الصمام الثنائي الغازي يتميز بوجود مقاومة ديناميكية مباشرة وأخرى عكسية وتكون المقاومة الديناميكية المباشرة (والتي تحدد بواسطة نقطتين على المميزة) قريبة من الصفر . أما المقاومة العكسية فتكون كبيرة جداً (ما لا نهاية) ثم تصبح مساوية للصفر تقريباً عند حدوث الإنهيار . وتستخدم ظاهرة توصيل التيار في الإتجاه العكسي في الثنائيات الغازية لعمل صمامات إقرار الجهد . ويعتمد جهد الإنهيار على أبعاد الصمام وعلى نوع الغاز وضغطه . وتوجد عدة أنواع من هذه الثنائيات المعروفة بثنائيات إقرار الجهد يحدث فيها الإنهيار عند ٨٠ أو ١٠٥ أو ١٥٠ فولت .



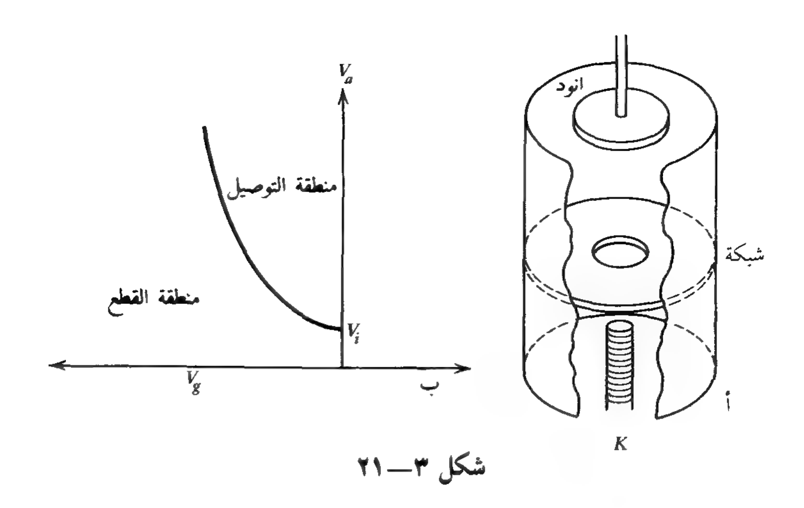
شكل ٣ ــ ٢٠

٣ ــ ٢٣ الصمام الثلاثي الغازي The Thyratron

هو عبارة عن صمام ثلاثي بداخله كمية صغيرة من غاز خامل أو بخار زئبق ويستخدم أساساً كمفتاح توصيل . وقد عرفنا أن التيار المار خلال الصمام الثلاثي المفرغ يكون مساوياً للصفر إذا كان جهد شبكة التحكم أقل من جهد القطع ويستمر التيار مساوياً للصفر إلى أن يزداد جهد الأنود أو جهد الشبكة . أما في الثايراترون فإذا كان تيار الأنود مساوياً للصفر فإنه يستمر هكذا مهما زاد جهد الأنود فوق جهد تأيين الغاز أو أكثر حيث أن الإلكترونات لا تمر خلال الشبكة لكي يحدث التكاثر في المنطقة بين الشبكة والأنود .

أما عند زيادة جهد الشبكة فوق جهد القطع تمر بعض الإلكترونات خلال الشبكة ويبدأ تأيين الغاز وتكاثر عدد الإلكترونات ويمر تيار كبير خلال الثايراترون . وهكذا تتغير مقاومة الثايراترون فيما بين الكاثود والأنود من قيمة كبيرة للغاية إلى قيمة صغيرة للغاية بمجرد تغير جهد شبكة التحكم فوق جهد القطع . وبمجرد أن يصبح الثايراترون موصلاً تتحرك الأيونات الموجبة في إتجاه القطب السالب وهو شبكة التحكمْ حيث تعادل الجهد السالب عليها . ولذلك فإنه لا ينقطع التيار خلال الثايراترون مرة أخرى مهما خفض جهد الشبكة فيما وراء جهد القطع . ولكنه لقطع التيار مرة أخرى خلال الثايراترون يجب تخفيض جهد الأنود إلى ما دون جهد التأيين V_i للغاز وبذلك يتوقف التأيين وبالتالي يتوقف وصول الأيونات الموجبة إلى الشبكة .

وهكذا فإنه لكي يصبح الثايراترون موصلاً يجب توصيل نبضة موجبة إلى الشبكة بحيث يصبح جهدها فوق جهد القطع . ولكي ينقطع مرور التيار يجب خفض جهد الأنود إلى ما دون جهد التأيين . ويختلف تركيب الثايراترون إختلافاً كبيراً عن الصمام الثلاثي المفرغ . ويتركز هذا الإختلاف في شكل شبكة التحكم . إذ أنه نتيجة لإصطدام الأيونات الموجبة بالشبكة تفقد عليها طاقة عالية . فإذا كانت الشبكة عبارة عن سلك رفيع ملفوف في شكل حلزون فإنه سرعان ما يسخن ويصل إلى درجة الإحمرار بل الإنصهار . لذلك تصنع شبكة التحكم في الثايراترون من قرص معدني ذي ثقب مركزي (أنظر شكل ٣ ــ ٢١أ) . كذلك فإنه لحماية الكاثود من التلف



شكل ٣ــ٢١

نتيجة إصطدام الأيونات التي يمكن أن تصله يجب أن تكون المادة الأكسيدية التي تصدر الإلكترونات على الجانب الأسطواني للكاثود وليس في قاعدته العليا .

ويوضح شكل (٣ــ٢١ب) العلاقة بين جهد الأنود وجهد الشبكة الذي يحدث عنده التوصيل في الثايراترون وتتميز بأنها علاقة خطية في الجزء الأكبر منها بإستثناء الجزء السفلي حيث لا يحدث التأيين للغاز عندما يكون جهد الأنود منخفضا . ويعرف ميل الجزء الخطي من هذه المميزة بنسبة التحكم أي أن

$$\text{نسبة التحكم للثايراترون} = \frac{V_a}{V_g} \qquad (٣ــ٣٦)$$

مسائل وأسئلة للمراجعة :

١ ــ إرسم المميزة الإستاتيكية لصمام ثنائي مفرغ عند قيمة ثابتة لتيار التسخين . قارن هذه المميزة بالتيار المحسوب طبقاً لقانون قوة الثلاث أنصاف .

٢ ــ ما هي أهم الفروق بين المميزة الإستاتيكية للثنائي المفرغ والثنائي الغازي .

٣ ــ إستنتج قانون قوة الثلاث أنصاف للصمام الثنائي .

٤ ــ عرف أهم بارامترات الصمام الثنائي وكيف يمكن تحديد بعض هذه البارامترات من المميزة الإستاتيكية .

٥ ــ إشرح كيفية عمل المميزة الديناميكية لصمام ثنائي بإستخدام المميزة الإستاتيكية .

٦ ــ إشرح معنى عمل الصمام بنظام الشحنة الفراغية .

٧ ــ إشرح كيفية تحكم الشبكة في التيار الأنودي في الصمام الثلاثي .

٨ ــ إرسم مجموعة منحنيات المميزة الأنودية لصمام ثلاثي وما مدى تطابقها مع قانون قوة الثلاث أنصاف .

٩ ــ إرسم مجموعة منحنيات مميزة الإنتقال لصمام ثلاثي وما الفرق بينها وبين المميزة الأنودية .

١٠ ــ عرف كل من البارامترات الآتية للصمام الثلاثي أ ــ توصيلية الصمام ، ب ــ مقاومة الأنود الديناميكية ، حـ ــ معامل التكبير . إستنتج العلاقة بين هذه البارامترات الثلاث .

١١ ــ ما هي أهم عيوب الصمامات الثلاثية .

١٢ ــ ما هو التيار الشبكي في الصمام الثلاثي . وما هو مصدره . إشرح فوائده أو مضاره .

١٣ — ما هو دور الشبكة الحاجبة في الصمام الرباعي ؟
١٤ — إرسم منحنيات المميزة الإستاتيكية لصمام رباعي مبيناً كل من المتغيرات والقيم الثابتة .
١٥ — إشرح كيفية حدوث الظاهرة الدايناترونية في الصمام الرباعي . لماذا لا تحدث هذه الظاهرة في الصمامات الثنائية أو الثلاثية .
١٦ — ما معنى المقاومة السالبة في الصمام الرباعي وما سببها ؟
١٧ — قارن بين صمام ثلاثي وآخر رباعي من حيث الإستخدام والبارامترات .
١٨ — ما هي البارامترات الرئيسية والفرعية لصمام رباعي . عرف هذه البارامترات .
١٩ — إشرح دور الشبكة الثالثة في الصمام الخماسي وما قيمة الجهد الواصل إليها .
٢٠ — ما هي مزايا وعيوب الصمام الخماسي بمقارنته بآخر رباعي .
٢١ — إرسم المميزة الأنودية لصمام خماسي مبيناً عليها التيارات والجهود المتغيرة والثابتة .
٢٢ — ما هي أهم بارامترات الصمام الخماسي وكيف يمكن تحديدها عمليا .
٢٣ — إشرح كيفية كبت الظاهرة الدايناترونية في صمام رباعي ذي حزمة عالية القدرة .
٢٤ — إرسم المميزة الأنودية لصمام ذي حزمة الكترونية عالية القدرة وقارن بين هذا الصمام والصمام الخماسي .
٢٥ — إشرح كيفية عمل الثايراترون وإرسم العلاقة بين جهد الأنود وجهد الشبكة اللازم لحدوث التوصيل .
٢٦ — ما هي نسبة التحكم في الثايراترون . وفيما يستخدم هذا الصمام .
٢٧ — كيف يستخدم الثنائي الغازي كعنصر لإقرار الجهد .
٢٨ — عند قياس المميزة الأنودية لثنائي مفرغ كانت قيم التيار والجهد كالمبين في الجدول التالي

جهد الأنود (فولت)	صفر	٢٠	٤٠	٦٠	٨٠	١٠٠	١٢٠	١٤٠	١٦٠
تيار الأنود	٠,٢	٢	٥,٤	٩,٦	١٤,٧	١٩,٧	٢٤,٧	٢٨,٢	٣٠,١

إستنتج من هذه القيم بارامترات هذا الثنائي . ثم إوجد كل من قيمة المعامل الهندسي لقانون تشايلد لانجمير وقوة (أس) الجهد .

٢٩ — إذا كانت المميزة الأنودية لصمام ثلاثي تعطى بالعلاقة $I_a = 10^{-5}(15V_a + 300V_g)$
إوجد قيمة كل من μ ، r_a ، g_m لهذا الصمام .

٣٠ — صمام ثلاثي بارامتراته هي $\mu = 40$ ، $g_m = 2ma/V$ إوجد قيمة r_a وإذا أردنا زيادة تيار الأنود بمقدار ٠,٤ مللي أمبير في نفس الوقت الذي زاد فيه جهد الشبكة بمقدار واحد فولت في الإتجاه السالب . في أي إتجاه يتم تغيير جهد الأنود وما قيمة هذا التغيير .

٣١ — صمام ثلاثي بارامتراته هي $r_a = 12\text{K}\Omega,\ g_m = 4000\,\mu\text{m ho}$ إوجد التغير الذي يحدث في تيار الأنود إذا تغير جهد الشبكة من —١ فولت حتى —٥ فولت . وإذا بقي جهد الشبكة عند هذه القيمة الجديدة فما هو التغير في جهد الأنود لكي يعود التيار إلى قيمته الأصلية .

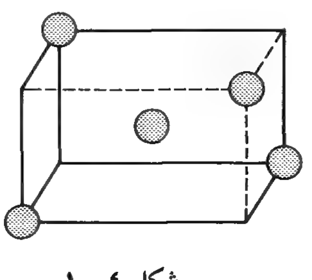
٣٢ — إذا كان التيار الأنودي مساوياً ١٠ مللي أمبير عندما كان جهد الأنود ٢٠٠ فولت وجهد الشبكة — ٥ فولت . فما هو التيار الأنودي عندما يكون جهد الشبكة — ٦ فولت وجهد الأنود ٣٠٠ فولت علماً بأن معامل التكبير لهذا الصمام يساوي ٢٠ ويعتبر ثابتاً على مدى تغير هذه الجهود .

الباب الرابع

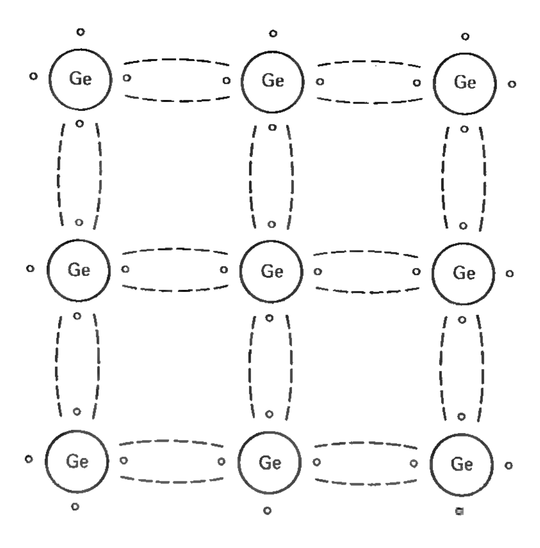
أشباه الموصلات Semiconductors

عرفنا في الباب الثاني أن عرض القطاع المحظور بين قطاع التوصيل وقطاع التكافؤ هو الذي يحدد إنتماء المادة إلى موصلة أو شبه موصلة أو عازلة . فإذا كان عرض القطاع المحظور في حدود ٣ — ٨ أ . ف كانت المادة عازلة ، وإذا كان عرض هذا القطاع في حدود ٠,٥ — ٢ إلكترون فولت تنتمي المادة إلى أشباه الموصلات . أما إذا كان عرض هذا القطاع مساوياً للصفر (أي في حالة تداخل كل من قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل) فإن المادة تنتمي إلى الموصلات . وسوف نتعرف في هذا الباب على كيفية تكون حاملات الشحنة في أشباه الموصلات وعلى التوصيلية الكهربية لها .

تستخدم المواد رباعية التكافؤ مثل السليكون Si والجرمانيوم Ge والسيلينوم Sn لتجهيز أشباه الموصلات . وتتميز ذرات هذه المواد بتركيبة إلكترونية متشابهة حيث نجد أن التركيب الإلكتروني لذرة السليكون هو $1S^2\,2S^2\,2P^6\,3S^2\,3P^2$ والتركيب الإلكتروني لذرة الجرمانيوم هو $1S^2\,2S^2\,2P^6\,3S^2\,3P^6\,3D^{10}\,4S^2\,4P^2$ وبذلك نجد أن المدار الخارجي لهذه الذرات (والذي يتكون في كل حالة من سويتين فرعيتين هما $3S^2\,3P^2$ في حالة السليكون ، $4S^2\,4P^2$ في حالة الجرمانيوم) يحتوي على أربعة إلكترونات تشترك جميعها في الروابط التساهمية Covalent bonds لتكوين بللورة السليكون أو الجرمانيوم . والبللورة هي عبارة عن ترابط عدد من ذرات المادة في شكل هندسي منتظم ومتكرر يسمى بالنسق البللوري Crystalline Lattice ويبين شكل ٤ — ١ وحدة الخلية لبللورة الجرمانيوم أو السليكون حيث تتكون هذه الوحدة من ذرة في مركز مكعب تحيط بها أربعة ذرات في أربعة أركان من أركان المكعب الثمانية . وتتكرر هذه الوحدة مكونة بللورة الجرمانيوم أو السليكون ولسهولة الإيضاح فسوف نرمز للبناء البللوري للجرمانيوم أو السليكون في مستوى واحد (شكل ٤ — ٢) حيث ترمز الدوائر في هذا الشكل إلى القلب الخامل لذرة الجرمانيوم أو السليكون والمكون من النواة وإلكترونات المدارات المغلقة . أما إلكترونات التكافؤ الأربعة فقد رمزنا لها



شكل ٤ — ١



شكل ٤ــ٢

بالنقط المحيطة بالدائرة . وبذلك تكون شحنة القلب الخامل عبارة عن +4e وتنتج قوي الترابط بين ذرات الجرمانيوم أو السليكون نتيجة إرتباط كل إلكترون من إلكترونات التكافؤ الأربعة بذرته الأم وبذرة أخرى مجاورة . ويسمى هذا الإرتباط بالرابطة التساهمية والتي رمزنا لها في الشكل بخطين متقطعين .

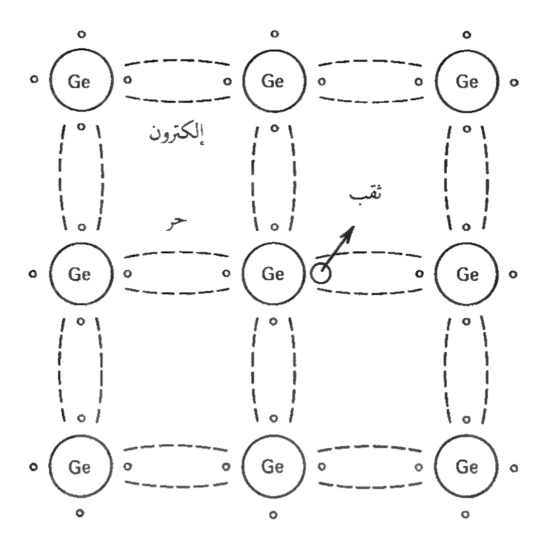
وعند درجة الصفر المطلق نحصل على هذه التركيبة المثالية ويكون كل إلكترون من إلكترونات التكافؤ مرتبط بذرتين ، وبذلك لا توجد أي إلكترونات حرة وتكون البللورة عازلة كهربيا .

٤ــ١ أشباه الموصلات الذاتية Intrinsic Semiconductors

عند إرتفاع درجة حرارة بللورة الجرمانيوم أو السليكون إلى درجة حرارة الغرفة مثلاً (٢٥° م) تكتسب ذرات النسق البللوري طاقة حركية . كما تكتسب إلكترونات التكافـؤ بعض من هذه الطاقة الحركية مما يساعد بعض هذه الإلكترونات على التحلل من قوى الترابط بينها وبين الذرات فتنكسر الرابطة التساهمية ويخرج الإلكترون من نطاق التكافـؤ إلى خارج تركيب النسق البللوري . وتبلغ قيمة الطاقة اللازم منحها للإلكترون لإخراجه من النسق البللوري ٠,٧٥ أف في حالة الجرمانيوم ، ١,١٠ إلكترون فولت في حالة السليكون .

وعند خروج الإلكترون من النسق البللوري فإنه يصبح حراً ويشترك في التوصيل الكهربي ويترك الإلكترون عند خروجه ذرته موجبة الشحنة ويترك مكانه في النسق البللوري فارغاً حيث يسمى هذا المكان بالثقب hole كالمبين في شكل ٤ــ٣ . وهكذا فإنه عند تكون إلكترونات حرة نتيجة لوجود البللورة في درجة حرارة الغرفة مثلاً (أو لأي سبب آخر) تتكون ثقوب موجبة الشحنة . وتسمى كل من الإلكترونات الحرة والثقوب بحاملات الشحنة Charge Carriers ويشترك كلاهما في التوصيل الكهربي .

وتتحرك الإلكترونات الحرة (وكذلك الثقوب) حركة حرارية عشوائية بين ذرات النسق البللوري . وعند إقتراب الإلكترون الحر من ثقب ما يمكن أن يتحد هذا الإلكترون مع الثقب من جديد . أي أنه يمكن أن تتم إعادة إتحاد Recombination حاملات الشحنة . وهكذا نجد أنه يحدث تكوّن حاملات الشحنة كما تحدث عملية إعادة الإتحاد . وعند درجة الحرارة المعينة يحدث إتزان ديناميكي في البللورة بحيث يوجد عدد ثابت من



شكل ٤ــ٣

إلكترونات وثقوب التوصيل . فإذا رمزنا إلى عدد إلكترونات التوصيل في المتر المكعب بالرمز n_i وعدد ثقوب التوصيل بالرمز P_i فإننا نجد أن كلاً من n_i ، P_i يعتمد أساساً على درجة الحرارة ونوع المادة . وبإستخدام ميكانيكا الكم الإحصائية يمكن إيجاد العلاقة التي تحدد قيمة n_i وهذه العلاقة هي :

$$n_i = 2\,\frac{(2\pi mkT)^{3/2}}{h^3}\,\exp\left(\frac{-W_i}{2KT}\right)$$

$$= 5\times 10^{21}\,T^{3/2}\,\exp\left(\frac{-W_i}{2kT}\right) \qquad (٤—١)$$

حيث T درجة الحرارة المطلقة ، W_i هي طاقة التأيين للمادة . K ثابت بلتسمان ، h ثابت بلانك ، m كتلة الإلكترون .

ويسمى شبه الموصل في هذه الحالة بشبه الموصل الذاتي . وجدير بالذكر أنه بالنسبة لأشباه الموصلات الذاتية يكون عدد الإلكترونات الحرة مساوياً تماماً لعدد الثقوب أي أن :

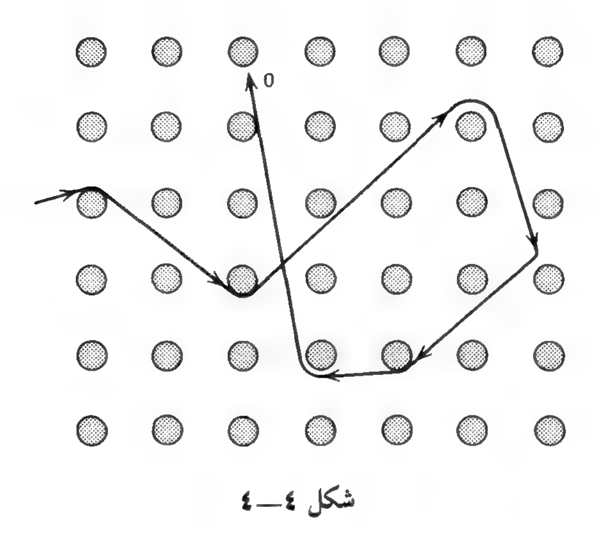
$$n_i = P_i \qquad (٤—٢)$$

وبإستخدام العلاقة (٤ــ١) يمكن حساب عدد الإلكترونات والثقوب الحرة لكل من السليكون $(W_i = 0.75\ \text{eV})$ والجرمانيوم $W_i = 1.10\ \text{eV}$ عند درجة حرارة الغرفة (٣٠٠°م) حيث نجد أن عدد الإلكترونات الحرة لكل متر مكعب هي $n_i = P_i \approx 1.5\times 10^{16}$ بالنسبة للسليكون ، $n_i = P_i \approx 1.3\times 10^{19}$ بالنسبة للجرمانيوم . وكذلك يمكن حساب عدد الإلكترونات الحرة في مادة موصلة كالنحاس مثلاً وذلك باستخدام عدد أفوجادرو والوزن الجزيئي والكثافة حيث نجده مساوياً 7.8×10^{28} (بواقع إلكترون حر لكل ذرة نحاس) . وبذلك نجد أن عدد حاملات الشحنة في أشباه الموصلات تكون أقل بمليارات المرات عما هي في الموصلات .

٤ ـــ ٢ الحركة الإنسياقية لحاملات الشحنة في مجال كهربي

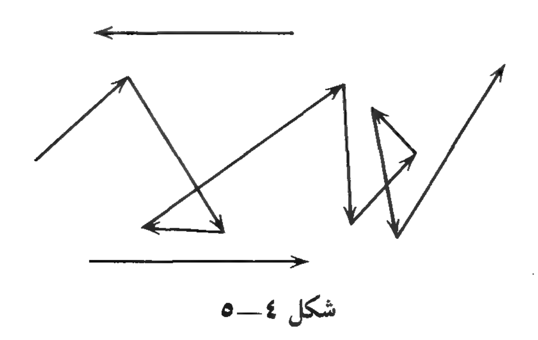
Drift Motion of Charge Carriers in an Electric Field

عندما يصبح الإلكترون حراً فإنه يتحرك بين ذرات النسق البللوري . ويصطدم الإلكترون أثناء حركته بالذرات . وإذا صادف ثقباً أثناء حركته فإنه يمكن أن يعيد إتحاده مع الثقب . ويوضح شكل ٤ ـــ ٤ كيفية حركة الإلكترون بين ذرات النسق البللوري حيث يغير الإلكترون إتجاه حركته نتيجة لتصادمه مع ذرات النسق البللوري . فإذا أخذنا في الإعتبار حركة عدد كبير من الإلكترونات الحرة نجد أن محصلة هذه الحركة تكون مساوية للصفر وبالتالي لا ينتج عنها أي تيار كهربي .



شكل ٤ ـــ ٤

أما في حالة وجود مجال كهربي فإنه بالإضافة إلى هذه الحركة العشوائية للإلكترونات توجد سرعة إنسياق للإلكترونات ناتجه عن هذا المجال ويكون إتجاهها في إتجاه القوة المؤثرة على الإلكترون (شكل ٤ ـــ ٥) . نفرض أن سرعة الإنسياق v_d صغيرة بالنسبة لسرعة الإلكترون العشوائية . ونفرض كذلك أن شدة المجال الكهربي هي ε وأن متوسط الزمن بين التصادمات هو τ . بذلك تكون القوة المؤثرة على الإلكترون بسبب المجال هي $-e\varepsilon$ وعجلته في إتجاه المجال هي $-e\varepsilon/m$ حيث m هي كتلة الإلكترون . وبذلك تكون الزيادة في سرعة الإلكترون بين التصادمين المتتاليين هي $-e\varepsilon\tau/m$. وعند التصادم يفقد الإلكترون هذه السرعة وهذا الإتجاه وتبدأ السرعة

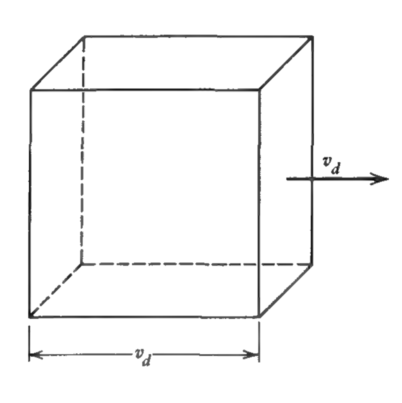


شكل ٤ ـــ ٥

بعد التصادم في التزايد من جديد من الصفر حتى تصل إلى $-e\varepsilon\tau/m$ وبذلك يكون متوسط سرعة الإنسياق هو

$$v_d = -\frac{e\varepsilon\tau}{2m} = \mu\varepsilon \qquad (٤—٣)$$

حيث تعرف μ بإسم حركية Mobility الإلكترونات وهي $\mu = -e\tau/2m$. ولحساب كثافة التيار الناتج عن هذه الحركة الإنسياقية نفرض أن الإلكترونات تمر (تحت تأثير السرعة الإنسياقية) عمودياً على مستوى مساحته تساوي وحدة المساحات (شكل ٤—٦) . عدد الإلكترونات التي تمر خلال هذا المستوى في الثانية هو



شكل ٤—٦

نفسه عدد الإلكترونات الموجودة في الحجم v_d . فإذا كانت كثافة الإلكترونات في الحجم V_d هي N نجد أن عدد الإلكترونات التي تمر في الثانية عبر المستوى هو Nv_d . وبذلك تكون كثافة التيار المار خلال المستوى هي

$$J = -eNv_d = -eN\mu\varepsilon \qquad (٤—٥)$$

حيث J هي كثافة التيار . وحيث أن قانون أوم ينص على أن

$$J = \sigma\varepsilon \qquad (٤—٦)$$

حيث σ هو توصيلية المادة فإنه بمقارنة (٤—٥) ، (٤—٦) نجد أن

$$\sigma = \frac{Ne^2\tau}{2m} = -eN\mu \qquad (٤—٧)$$

وبذلك نجد أن توصيلية المادة تعتمد على كثافة الإلكترونات الحرة وعلى متوسط الزمن بين التصادمات وحيث أن كثافة الإلكترونات الحرة في الموصلات تكون ثابتة ولا تعتمد على درجة الحرارة في حين أن متوسط الزمن بين التصادمات يقل بزيادة درجة الحرارة فإننا نجد أن توصيلية المعادن تنخفض كلما زادت درجة الحرارة . أما في أشباه الموصلات فإن عدد الإلكترونات الحرة يزداد بزيادة درجة الحرارة بمعدل أعلى من معدل إنخفاض متوسط الزمن بين التصادمات ، وبذلك نجد أن توصيلية أشباه الموصلات تزداد بزيادة درجة الحرارة .

ولما كان شبه الموصل الذاتي يتميز بوجود عدد من الثقوب مساوٍ لعدد الإلكترونات الحرة نجد أن التوصيلية الكهربية في شبه الموصل الذاتي تتكون من توصيلية إلكترونية وأخرى ثقبية . وعلى الرغم من تساوي عدد الإلكترونات والثقوب في شبه الموصل الذاتي إلا أن التوصيلية الإلكترونية تكون هي الغالبة نظراً لأن حركية الإلكترونات أكبر من حركية الثقوب حيث ينتقل الثقب من ذرة إلى ذرة أخرى مجاورة في النسق البللوري يحصل منها على الإلكترون فتصبح الأولى محايدة ويتكون الثقب في الذرة المجاورة وبذلك يمكن حساب توصيلية شبه الموصل الناتجة عن الحركة الإنسياقية لحاملات الشحنة بنوعيها طبقاً للعلاقة (٤ــ٥) فنجد أن كثافة التيار الإلكتروني الإنسياقي هي

$$J_{n_i} = -e n_i \mu_n \varepsilon$$

وكثافة التيار الثقبي الإنسياقي هي

$$J_{P_i} = +e p_i \mu_P \varepsilon$$

حيث n_i كثافة الإلكترونات الذاتية ، P_i كثافة الثقوب الذاتية ، μ_n ، μ_p حركية الإلكترونات والثقوب على التوالي . وبذلك تكون كثافة التيار الكلي هي

$$J = e\varepsilon(P_i \mu_p - n_i \mu_n) \qquad (٤—٨)$$

ولما كانت حركية الإلكترونات سالبة فإنه يمكن كتابة هذه العلاقة في الشكل التالي

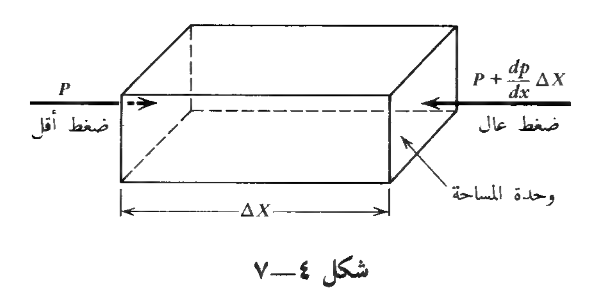
$$J = e\varepsilon[P_i |\mu_P| + n_i |\mu_n|] \qquad (٤—٩)$$

وتكون توصيلية شبه الموصل الناتجة عن الحركة الإنسياقية هي :

$$\sigma = e[P_i |\mu_P| + n_i |\mu_n|] \qquad (٤—١٠)$$

٤ــ٣ إنتشار حاملات الشحنة Diffusion of Charge Carriers

بالإضافة إلى التيار الناتج عن الحركة الإنسياقية تحت تأثير مجال كهربي فإنه يمكن أن توجد تيارات أخرى بدون تأثير مجال خارجي إذا إختلف تركيز حاملات الشحنة في المادة من مكان لآخر . وتسمى هذه التيارات الأخيرة بتيارات الإنتشار Diffusion Currents . وإنتشار حاملات الشحنة من الوسط الأكبر تركيزاً للوسط الأقل تركيزاً يخضع لنفس قوانين إنتشار جزيئات الغاز من الوسط الأكبر إلى الوسط الأقل تركيزا . لذا فإننا سوف نستخدم نفس قوانين الإنتشار الخاصة بالغازات فنفرض أن الضغط يختلف في إتجاه المحور x بحيث أنه عالٍ على اليمين ومنخفض على اليسار . ونفرض أن لدينا حجماً من الجزيئات طوله Δx ومساحة وجهه مساوية لوحدة المساحات (شكل ٤ــ٧) . بذلك تكون القوة المؤثرة على الوجه الأيسر هي P في حين أن القوة المؤثرة على الوجه الأيمن هي $P + (dP/dx)\Delta x$ حيث P هو ضغط الغاز . وبذلك تكون محصلة القوة المؤثرة على هذا الشكل إلى اليمين هي $-(dP/dx)\Delta x$. فإذا كانت كثافة جزيئات الغاز هي N يكون إجمالي عدد الجزيئات في



شكل ٤ــ٧

هــذا الحجــم هي $N\Delta x$ وبــذلك يــكون مــتوســط الــقوة لــكــل جزيء هو

$$-\left(\frac{dP}{dx}\right)\Delta x/N\Delta x=-\left(\frac{dP}{dx}\right)\Big|\ N$$

وتؤدي هذه القوة إلى سرعة إنسياقية v_d ويمكن حساب قيمة هذه السرعة بنفس الأسلوب المتبع في البند السابق حيث نجد أن

$$v_d=-\frac{\tau}{2mN}\frac{dP}{dx} \qquad (٤ــ١١)$$

ولما كان الضغط P طبقاً لنظرية الغازات يعطى بالعلاقة $P=NkT$

حيث k ثابت بلتسمان ، T درجة الحرارة . فإذا كانت درجة الحرارة ثابتة لجميع الأماكن نجد أن

$$dP=kTdN$$

وبالتعويض في (٤ــ١١) نجد أن السرعة الإنسياقية

$$v_d=-\frac{\tau kT}{2\,mN}\frac{dN}{dx}=\frac{D}{N}-\frac{dN}{dx} \qquad (٤ــ١٢)$$

حيث تعرف D بإسم معامل الإنتشار

$$D=\frac{\tau kT}{2m} \qquad (٤ــ١٣)$$

وتنطبق نفس هذه العلاقات على إنتشار حاملات الشحنة . وهناك علاقة بين معامل إنتشار حاملات الشحنة وبين حركيتها μ . فحركية الشحنة الموجبة تعطى بالعلاقة

$$\mu=\frac{e\tau}{2m}$$

وبذلك نجد أن

$$D=\frac{kT}{e}\mu \qquad (٤ــ١٤)$$

وتعرف هذه العلاقة الأخيرة باسم علاقة آينشتين .

وحيث أن كثافة التيار تعطى بالعلاقة (٤ــ٥) نجد أن كثافة تيار الإنتشار J_{difn} للإلكترونات

$$J_{difn} = -env_d = eD_n \frac{dn_i}{dx} \qquad (٤—١٥)$$

حيث D_n معامل الإنتشار للإلكترونات . أما بالنسبة للثقوب تكون كثافة تيار الإنتشار هي

$$J_{difp} = -eD_p \frac{dP_i}{dx} \qquad (٤—١٦)$$

حيث D_p معامل الإنتشار للثقوب .

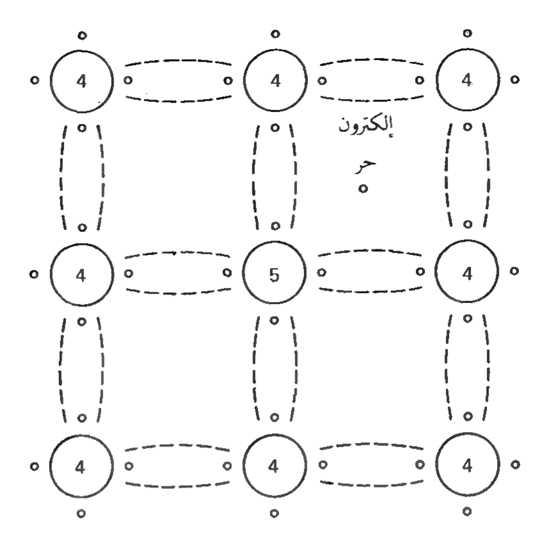
وبذلك تكون كثافة التيار الكلي الناتج عن المجال الكهربي وعن الإنتشار لشبه الموصل الذاتي هي عبارة عن محصلة كثافات الإنتشار والإنسياق لكل من الإلكترونات والثقوب أي

$$J = e\varepsilon(P_i \mu_p - n_i \mu_n) + eD_n \frac{dn_i}{dx} - eD_P \frac{dP_i}{dx} \qquad (٤—١٧)$$

٤ــ٤ أشباه الموصلات ذات الشوائب Impurity Semiconductors

وجدنا في البند (٤ــ١) أن توصيلية أشباه الموصلات الذاتية (النقية) صغيرة جداً حيث أنها تقل عن توصيلية معدن مثل النحاس بحوالي $١٠^{١٣}$ مرة بالنسبة للسليكون ، $١٠^{١١}$ مرة بالنسبة للجرمانيوم . ويمكن زيادة التوصيلية الكهربية لشبه الموصل النقي مثل السليكون أو الجرمانيوم وذلك بإضافة شوائب من مواد خماسية التكافؤ مثل الفسفور P أو الأنتيمون Sb أو الزرنيخ As أو بإضافة شوائب من مواد ثلاثية التكافؤ مثل البورون B ، أو الألومنيوم Al أو الأنديوم In . ويسمى شبه الموصل في هذه الحالة بشبه الموصل ذي الشوائب أو شبه الموصل اللاذاتي impure (or extrinsic) semiconductor . وتكون نسبة الشوائب المضافة إلى السليكون أو الجرمانيوم النقي نسبة صغيرة جداً وتصل إلى حوالي ذرة لكل مليون ذرة سليكون أو جرمانيوم . وتعتمد هذه النسبة على التوصيلية المطلوبة لشبه الموصل . ويتم إضافة الشوائب إلى السليكون أو الجرمانيوم النقي بطرق مختلفة . فقد يتم إضافتها أثناء صهر المادة النقية وإنماء البللورة وقد يتم إضافتها بعد إنماء البللورة النقية بطرق متعددة ويجب أن تكون ذرات المادة المضافـة موزعة توزيعاً متجانساً في النسق البللوري بين ذرات الجرمانيوم أو السليكون .

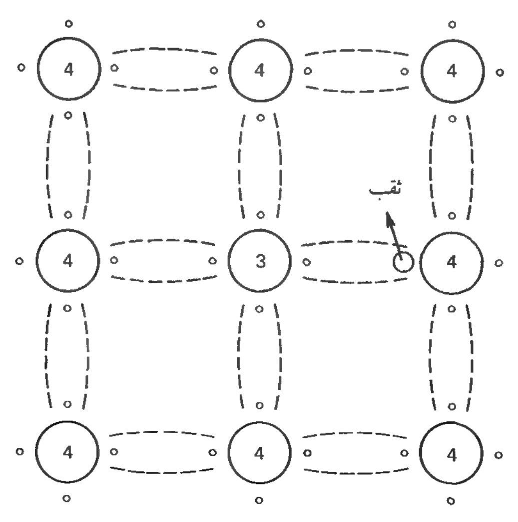
وعند إضافة المادة خماسية التكافؤ إلى الجرمانيوم أو السليكون النقي يكتسب شبه الموصل توصيلية إضافية تعرف بتوصيلية الشوائب أو التوصيلية الإلكترونية . ذلك لأن ذرة الشائب الخماسية تترابط مع أربعة ذرات مجاورة من ذرات السليكون أو الجرمانيوم بأربعة من إلكتروناتها (أنظر شكل ٤ــ٨) حيث أن النسق البللوري لا يحتاج إلا لأربعة روابط فقط . أما الإلكترون الخامس فيصبح إرتباطه بذرة الشائب ضعيف جداً وسرعان ما يصبح حرا . وبذلك تظهر كمية إضافية من الإلكترونات الحرة يكون عددها مساوٍ لعدد ذرات المادة خماسية التكافؤ في البللورة ويسمى هذا النوع من الشوائب الخماسية بالنوع الواهب donor impurity حيث تهب ذرة الشائب الكترونا من إلكتروناتها الخمسة ليشترك في التوصيلية الكهربية وتبقى ذرة الواهب موجبة الشحنة ولكنه لا ينتج عن ذلك ثقب في النسق البللوري كما أن ذرة الواهب الموجبة لا تشترك إطلاقاً في التوصيلية الكهربية حيث أنها مرتبطة في النسق البللوري بأربعة روابط مع أربع ذرات مجاورة من ذرات السليكون أو الجرمانيوم . وتعرف المواد الخماسية التكافؤ (عناصر العمود الخامس من الجدول الدوري) بالشوائب من النوع الإلكتروني n-type impurities . ويعرف شبه الموصل ذي الشوائب الخماسية بإسم شبه توصل الكتروني التوصيل n-type semiconductor .



شكل ٤ـــ٨

أما إذا أضيف إلى مادة السليكون أو الجرمانيوم النقي عنصر ثلاثي التكافؤ ، ترتبط ذرة العنصر الأخير بأربعة ذرات مجاورة من ذرات السليكون أو الجرمانيوم وحيث أن لديها ثلاث إلكترونات خارجية فإنها تستقبل الإلكترون الرابع من ذرة سليكون أو جرمانيوم . وبذلك تتكون ثقوب في ذرات السليكون أو الجرمانيوم . وتسمى ذرات الشوائب التي تستقبل إلكترونات بالشوائب المستقبلة أو المتقبلة acceptor impurities .

وهكذا تصبح ذرات الشوائب سالبة الشحنة ولكنها لا تشترك في التوصيلية الكهربية لإرتباط كل منها بأربعة روابط مع أربع ذرات مجاورة في حين تتكون ثقوب في ذرات السليكون أو الجرمانيوم تعرف بإسم ثقوب الشوائب . ولذا تكون الثقوب في هذه الحالة هي الغالبة ويسمى شبه الموصل بالنوع الثقبي p-type semiconductor .



شكل ٤ـــ٩

٤ ــ ٥ الحاملات الغالبية والأقلية Majority and Minority Carriers

عند درجة الصفر المطلق تكون حاملات الشحنة هي الإلكترونات فقط لشبه الموصل من النوع الإلكتروني وثقوب فقط لشبه الموصل من النوع الثقبي. أما عند حرارة الغرفة (حوالي ٣٠٠° مطلقة) فإنه بالإضافة إلى إلكترونات أو ثقوب الشوائب تتكون أزواج إلكترونية ثقبية ذاتية. أي أنه بالإضافة إلى الحاملات الناتجة عن الشوائب توجد حاملات ذاتية. وقد حددنا بإستخدام العلاقة (٤ ــ ١) عدد الإلكترونات والثقوب الذاتية لكل من السليكون، والجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة ووجدنا أنه بالنسبة للسليكون يكون عدد حاملات الشحنة الذاتية لكل وحدة حجم $n_i = P_i \approx 1.5 \times 10^{16}$ فإذا أضفنا إلى السليكون شوائب خماسية بنسبة ذرة لكل مليون ذرة من السليكون يكون لدينا عدد من إلكترونات الشوائب مقدارة $6 \times 10^{22} = 6 \times 10^{28}/10^6$ لكل وحدة حجم. وبذلك تكون نسبة حاملات الشحنة الناتجة عن الشوائب إلى حاملات الشحنة الذاتية هي

$$4 \times 10^6 = \frac{6 \times 10^{22}}{1.5 \times 10^{16}}$$

وبذلك فإن العدد الكلي للإلكترونات في وحدة الحجوم هو

$$1.5 \times 10^{16} + 6 \times 10^{22} \approx 6 \times 10^{22}$$

في حين أن العدد الكلي للثقوب في وحدة الحجوم هو 1.5×10^{16}

وسوف يتضح فيما بعد أن هذه النتيجة ليست دقيقة ولكن يتضح منها أن عدد الإلكترونات في شبه الموصل من النوع الإلكتروني يكون أكبر بكثير من عدد الثقوب الموجبة. ويطلق على الإلكترونات في هذه الحالة بإنها الحاملات الغالبية ويطلق على الثقوب بالحاملات الأقلية أما في شبه الموصل من النوع الثقبي تكون الثقوب هي الحاملات الغالبية والإلكترونات هي الحاملات الأقلية. وحيث أن عدد الحاملات الغالبية يكون أكبر بكثير من الحاملات الأقلية فقد يحوم التفكير حول إهمال الحاملات الأقلية. ولكن سوف يتضح فيما بعد أن الحاملات الأقلية تلعب دوراً مهماً للغاية في الثنائيات والترانزستورات ولذا لا يمكن إهمالها.

٤ ــ ٦ معدل الإنتاج وإعادة الإتحاد للأزواج

Production and Recombination Rates

أوضحنا في البند السابق كيف أن إضافة الشوائب تؤدي إلى وجود حاملات شحنة غالبية وأخرى أقلية. وبالإضافة إلى ذلك فإن إضافة الشوائب تؤدي إلى إنخفاض نسبة الحاملات الأقلية الذاتية، مما يؤدي إلى زيادة نسبة حاملات الشوائب إلى الحاملات الذاتية. ولإيضاح ذلك نفرض أن عدد الحاملات الذاتية قبل إضافة الشوائب هو $n_i = P_i$، ونفرض أن معدل إنتاج الأزواج في شبه الموصل النقي هو g. وعند حدوث الإتزان الديناميكي يكون معدل إنتاج الأزواج مساوياً تماماً لمعدل إعادة الإتحاد بينهما أي أنه يساوي g. وحيث أن معدل إعادة الإتحاد يتناسب طردياً مع كل من عدد الإلكترونات n وعدد الثقوب P أي $g = RnP$.

حيث R معامل إعادة الإتحاد ، فإنه عندما يكون شبه الموصل نقياً يكون كل من معامل الإنتاج مساوياً لمعامل إعادة الإتحاد وهو

$$g = R n_i P_i \qquad (٤—١٨)$$

وعند إضافة الشوائب يبقى معدل إنتاج الأزواج ثابتاً (حيث أن إضافة الشوائب لا تؤثر في معدل إنتاج الأزواج الذاتية) . فإذا كانت الكثافة الإلكترونية n والثقبية P نجد أن

$$g = Rnp \qquad (٤—١٩)$$

وبمقارنة المعادلتين (٤—١٨) ، (٤—١٩) نجد أن

$$n_i P_i = nP = n_i^2 = P_i^2 \qquad (٤—٢٠)$$

فإذا زادت n نتيجة لإضافة شوائب واهبة فهذا يعنى إنخفاض عدد الثقوب الذاتية وذلك للمحافظة على حاصل الضرب ثابتا . وإذا طبقنا العلاقة (٤—٢٠) على المثال الوارد بالبند السابق نجد أن

$$(1.5 \times 10^{16})^2 = 6 \times 10^{22}\, P$$

أي أن $P = 3.75 \times 10^9$ ثقب لكل وحدة حجم .

أي أن عدد الحاملات الأقلية إنخفض عن القيمة الخاصة بشبه الموصل الذاتي .

وهكذا نجد أن عدد حاملات الشحنة لشبه الموصل من النوع الإلكتروني الذي يحتوي على شوائب واهبة تركيزها N_d ذرة لكل متر مكعب هو

$$n = n_i + N_d \qquad (٤—٢١)$$

وحيث أن $n_i \ll N_d$ فإنه يمكن إعتبار أن

$$n \simeq N_d \qquad (٤—٢٢)$$

أما بالنسبة لشبه الموصل من النوع الثقبي والذي يحتوي على شوائب مستقبلة تركيزها N_A ذرة لكل ١ م٣ يكون عدد حاملات الشحنة هو

$$P = P_i + N_A \qquad (٤—٢٣)$$

وحيث أن $P_i \ll N_A$ فإنه يمكن إعتبار أن

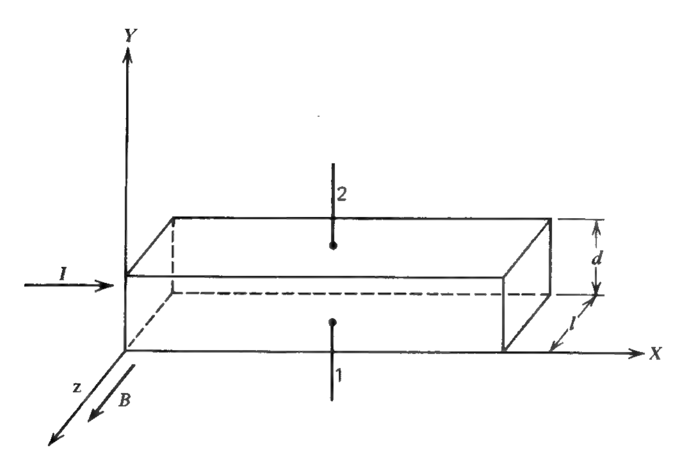
$$P \simeq N_A \qquad (٤—٢٤)$$

وبإستخدام العلاقة (٤—٢٠) فإنه يمكن تحديد كثافة الحاملات الأقلية في شبه الموصل الإلكتروني بالعلاقة $P = n_i^2/N_D$. وكثافة الحاملات الأقلية في شبه الموصل الثقبي بالعلاقة

$$n = \frac{n_i^2}{N_A}$$

٤ـــ٧ أثـــر هـــول The Hall Effect

يمكن تحديد نوع شبه الموصل (وكذلك المعادن) بإستخدام أثر هول . ويتلخص هذا الأثر في أنه عند مرور تيار كهربي شدته I في قطعة من شبه الموصل موضوعة في مجال مغناطيسي عرضي كثافة فيضه B يتولد مجال كهربي ε في إتجاه عمودي على كل من I ، B فإذا كان التيار I في الاتجاه الموجب للمحور X (شكل ٤ـــ١٠) وكان B في الاتجاه الموجب للمحور Z فإنه تتولد قوة مؤثرة على حاملات الشحنة في الاتجاه السالب



شكل ٤ـــ١٠

للمحور Y. . فإذا كان شبه الموصول من النوع الإلكتروني (أي أن الإلكترونات هي التي تحمل التيار) تقع الإلكترونات تحت تأثير قوة إلى أسفل (في إتجاه الوجه السفلي ١) وبذلك يصبح الوجه السفلي مشحون بشحنه سالبة بالنسبة للوجه العلوي ٢ . ويتكون بالتالي فرق جهد V_H يعرف بإسم جهد هول **Hall Voltage** بين الوجهين ١ ، ٢ . وبالتالي ينتج مجال كهربي شدته $\varepsilon = V_H/d$ حيث d هي المسافة بين الوجهين . وعند حدوث الإتزان يؤثر هذا المجال الكهربي المستحدث على حاملات الشحنة بقوة تعادل القوة المغناطيسية أي أن

$$e\varepsilon = Bev \tag{٤ـــ٢٥}$$

حيث v السرعة الإنسياقية المتوسطة لحاملات الشحنة . وحيث أن كثافة التيار .

$$J = \rho v = \frac{I}{ld} \tag{٤ـــ٢٦}$$

حيث ρ هي كثافة الشحنة الفراغية . l هو عرض القطعة شبه الموصلة في إتجاه المجال المغناطيسي فإنه يمكن تحديد الجهد V_H بإستخدام العلاقتين (٤ـــ٢٥) ، (٤ـــ٢٦) كالآتي

$$V_H = \varepsilon d = Bvd = \frac{BdJ}{\ell} = \frac{BI}{\rho l} \tag{٤ـــ٢٧}$$

وبقياس كل من V_H ، B ، ℓI فإنه يمكن تحديد كثافة الشحنة $\mathcal{S}$ بإستخدام هذه العلاقة الأخيرة . فإذا كان الوجه العلوي ٢ موجب تكون حاملات الشحنة هي الإلكترونات وبما أن $\ell = ne$ حيث n هي كثافة

الإلكترونات فإنه بالتالي يمكن تحديد كثافة الشحنة السالبة في شبه الموصل . وإذا كان الوجه السفلي (١) هو الموجب فهذا يعني أن شبه الموصل من النوع الثقبي ويمكن تحديد كثافة الثقوب من العلاقة $\mathscr{S}=pe$ حيث P هي كثافة الثقوب .

وتعرف القيمة $R_H \equiv 1/\rho$ بإسم معامل هول .

ويمكن تحديد هذا المعامل من العلاقة (٤ــ٢٧) حيث

$$R_H = \frac{V_H l}{BI} \qquad (٤—٢٨)$$

فإذا وضعنا في الإعتبار أن التوصيلية ناتجة عن نوع واحد من حاملات الشحنة (الإلكترونات أو الثقوب) نجد أن توصيلية شبه الموصل هي $\sigma = ne\mu = \rho\mu$. فإذا تم قياس توصيلية شبه الموصل فإنه يمكن تحديد قيمة الحركية μ بإستخدام العلاقة .

$$\mu = \sigma R_H \qquad (٤—٢٩)$$

وتعتبر هذه العلاقة مقربة حيث أننا إعتبرنا أن حاملات الشحنة تتحرك بسرعة إنسياقية متوسطة v . وحيث أن السرعة الإنسياقية تتميز بتوزيع حراري عشوائي فإنه يجب أخذ هذا التوزيع في الإعتبار . وفي هذه الحالة تبقى العلاقة (٤ــ٢٨) صحيحة بحيث يكون تعريف R_H هو

$$R_H = \frac{3\pi}{8\rho} \qquad (٤—٣٠)$$

وعندئذ تتخذ العلاقة (٤ــ٢٩) الشكل الآتي

$$\mu = (8\sigma/3\pi) R_H \qquad (٤—٣١)$$

٤ــ٨ الثرميستور والسنسيستور The Thermistor and Sensistor

تعتمد توصيلية شبه الموصل على تركيز الحاملات الحرة (أنظر العلاقة ٤ــ١٠) . وقد عرفنا أن تركيز الحاملات الذاتية يعتمد إعتماداً كبيراً على درجة الحرارة طبقاً للعلاقة (٤ــ١) . وبإستخدام هذه العلاقة يمكن إثبات أن توصيلية الجرمانيوم (السليكون) النقي تزداد بحوالي ٥٪ (٨٪ للسليكون) عند زيادة درجة الحرارة بمقدار درجة واحدة . ويعتبر هذا التغير الكبير في التوصيلية تبعاً لتغير درجة الحرارة أحد العيوب الرئيسية التي تحد من إستخدام أشباه الموصلات في بعض الدارات . في حين أن هذه الظاهرة تعتبر ميزة بالنسبة لبعض الإستخدامات ويسمى شبه الموصل الذي يستخدم هذه الظاهرة بالثرميستور وقد وجد إستخداماً واسعاً في القياسات الحرارية thermetry كمفتاح وصل وفصل حراري وفي أجهزة التحكم التي تعمل بتغير درجة الحرارة . وعموماً لا يستخدم السليكون أو الجرمانيوم في عمل الثرميستورات وذلك لحساسيتها الشديدة لأي نسبة شوائب . ويتم عمل الثرميستورات من خليط بعض أكاسيد مثل أكسيد النيكل NiO وأكسيد المنجنيز Mn_2O_3 وأكسيد الكوبالت Co_2O_3 .

وهكذا نجد أن مقاومة (مقلوب التوصيلية) الثرميستورات تتناقص رأسياً مع زيادة درجة

الحرارة ــ شأنها في ذلك شأن أشباه الموصلات الذاتية ــ في حين أن مقاومة المعادن تتناسب تناسباً طردياً مع درجة الحرارة . وتتميز معظم المعادن بمعامل مقاومة حراري موجب وقيمته حوالي +٠,٤٪ لكل درجة حرارة في حين تتميز الثرميستورات بمعامل مقاومة حراري سالب وقيمته أكبر بكثير منه للمعادن .

وفي حالة زيادة تركيز نسبة الشوائب إلى حد معين في شبه الموصل يمكن أن يتغير معامل المقاومة الحراري من القيم السالبة إلى القيم الموجبة وتكتسب المادة شبه الموصلة خصائص المعادن وزيادة المقاومة في هذه الحالة مرتبطة بنقص حركية حاملات الشحنة مع زيادة درجة الحرارة . ويطلق على شبه الموصل في هذه الحالة إسم السنسيستور . ويصل معامل المقاومة الحراري في بعض السنسيستورات إلى حوالي +٠.٧٪ لكل درجة حرارة (عند درجات حرارة تبدأ من ــ ٥٠ وحتى ١٥٠°م) .

٤ ــ ٩ الموصلات الضوئية Photoconductors

عند سقوط الإشعاع الكهرومغناطيسي على المادة شبه الموصلة تزداد توصيلتها . وترجع هذه الظاهرة والمسماة بظاهرة التوصيل الضوئي Photoconductive Effect إلى أن الطاقة الإشعاعية الممنوحة لشبه الموصل تؤدي إلى توليد أزواج إلكترونية ثقبية جديدة زيادة على الأزواج المتولدة حرارياً مما يؤدي إلى زيادة توصيلية شبه الموصل وبالتالي إلى إنخفاض مقاومته . لذا تسمى أشباه الموصلات في هذه الحالة بالموصل الضوئي أو المقاوم الضوئي Photoresistor . ولتولد الأزواج بفعل الضوء يجب ألا تقل طاقة الإشعاعات الضوئية عن قيمة ْمعينة وهي عرض القطاع المحظور بين قطاع التكافؤ وقطاع التوصيل . فإذا عبّرنا عن طول موجة الإشعاعات λ بالميكرون وعن عرض القطاع المحظور W_0 بالإلكترون فولت فإنه يجب ألا يزيد طول موجة الإشعاعات المطلوبة عن

$$\lambda_c \leqslant \frac{1.24}{W_0}$$

٤ ــ ١٠ كيفية مرور التيار في شبه الموصل

تندفع الإلكترونات الحرة في شبه الموصل تحت تأثير القوة الدافعة الكهربية (أي المجال الكهربي) . وتتحرك نفس هذه الإلكترونات في السلك المعدني . أما الثقوب فتتحرك داخل شبه الموصل من صف إلى صف آخر مجاور من ذرات النسق البللوري إلى أن تصل إلى حافة المادة شبه الموصلة . وعند الحافة تلتقي مع الإلكترونات المتحركة في سلك التوصيل المعدني وتتحد مع هذه الإلكترونات وبذلك يمر التيار الكهربي .

أسئلة ومسائل

١ ــ عرف كل من الحركية والتوصيلية والثقوب في شبه الموصل .
٢ ــ ما هو تعريف كثافة الثقوب الذاتية وما العلاقة بينها وبين كثافة الإلكترونات الذاتية وما هي العوامل المؤثرة عليها ، وما مقدار هذه الكثافة عند الصفر المطلق ؟
٣ ــ إرسم رسماً توضيحياً لبللورة السليكون المحتوية على شوائب واهبة وأخرى متقبلة .
٤ ــ عرف كل من الشوائب الواهبة والمتقبلة .

٥ — ما هي العوامل المؤثرة على تركيز حاملات الشحنة في شبه الموصل ذي الشوائب ؟

٦ — عرف كل من التيار الإنسياقي والتيار الإنتشاري في شبه الموصل . أوجد كثافة كل من هذه التيارات .

٧ — عرف كل من الحاملات الغالبية والحاملات الأقلية . وما هي العلاقات التي تحدد كل نوع من هذه الأنواع .

٨ — ما هي العلاقة بين الحاملات الذاتية والحاملات الثقبية والإلكترونية في حالة وجود شوائب ؟

٩ — إشرح كيفية مرور التيار في شبه الموصل .

١٠ — ما معنى إعادة الإتحاد في شبه الموصل وكيف يستخدم في تحديد كل من عدد الثقوب وعدد الإلكترونات ؟

١١ — إذا أعطيت قطعة من السليكون النقي أذكر طريقتين لزيادة توصيلتها مع شرحهما بإختصار .

١٢ — هل معامل المقاومة الحراري لأشباه الموصلات موجب أم سالب مع شرح السبب ؟

١٣ — عرف كل من الثرميستور والسنسيستور والموصل الضوئي مع شرح مبدأ عمل كل منها بإختصار .

١٤ — عرف كل من معامل الإنتشار الإلكتروني والثقبي . وأوجد قيمته .

١٥ — أوجد الكثافة الكلية للتيار في شبه الموصل .

١٦ — إشرح أثر هول وكيف يمكن إستخدامه لتحديد نوع شبه الموصل والحركية .

١٧ — ما هي خصائص شبه الموصل التي يمكن تحديدها من أثر هول . كيف يمكن تحديدها عمليا .

١٨ — أوجد عدد الحاملات الذاتية في ١ سم^{3} من الجرمانيوم عند الصفر المئوي وعند ٣٧° م إذا علمت أن عرض القطاع المحظور للجرمانيوم ٠,٧٢ أ . ف .

١٩ — إذا علمت أن المقاومة النوعية للجرمانيوم النقي عند ٢٧° م هي ٠,٤٧ أوم متر وكانت حركية الإلكترونات والثقوب هي ٠,٣٦ ، ٠,١٧ م^{2}/فولت ثانية على التوالي . إحسب كثافة حاملات الشحنة .

٢٠ — إذا أضيف للجرمانيوم الموضح في السؤال السابق شوائب من الزرنيخ بواقع ذرة لكل مليون ذرة جرمانيوم . إحسب كثافة الإلكترونات والثقوب عند ٢٧° م . إذا علمت أن جميع ذرات الزرنيخ قد تأينت . وإذا كانت كثافة ذرات الجرمانيوم هي ٤,٤ × ١٠^{28} ذرة لكل م^{3} . فما هي مقاومة المادة .

٢١ — إحسب معامل الإنتشار لكل من الثقوب والإلكترونات في المثال السابق .

٢٢ — إحسب تركيز كل من الإلكترونات والثقوب في قطعة من الجرمانيوم عند ٢٧° م إذا علمت أن تركيز الشوائب الواهبة فيها ٢ × ١٠^{14} ذرة/سم^{3} وتركيز الشوائب المتقبلة ٣ × ١٠^{14} ذرة/سم^{3} . حدد نوع شبه الموصل .

٢٣ — إذا علمت أن توصيلية قطعة من الجرمانيوم الثقبي هي ٢٠٠ (أوم . سم)$^{-1}$ عند درجة حرارة ٢٧° م . فما هو تركيز الثقوب في هذه القطعة .

٢٤ — أوجد قيمة V_H في قضيب من الجرمانيوم الثقبي سمكه ٣ مم إذا كان تركيز الحاملات الغالبية فيه ١٠^{17} ثقب/سم^{3} ، وكانت كثافة الفيض المغناطيسي هي ٠,١ وبر/متر^{2} وشدة المجال الكهربي ٥ فولت/سم .

٢٥ — قضيب سليكوني ثقبي مقطعه مربع الشكل وطول ضلعه ٠,٣ سم . فإذا كانت توصيلية القضيب ١٠$^{-5}$ (أوم . سم)$^{-1}$ ووضع في مجال مغناطيسي كثافة فيضه ٠,١ وبر/متر^{2} فنتج عن ذلك مرور تيار في القضيب مقداره ١٠ ميكرو أمبير وكان جهد هول هو ٥٠ ميللي فولت . أوجد حركية الثقوب في هذا القضيب .

الباب الخامس

الثنائيات شبه الموصلة والترانزستورات

The Semiconductor Diodes and Transistors

إستخدمت الثنائيات شبه الموصلة من زمن بعيد في تقويم التيار المتردد وفي الكشف عن الموجات الكهرومغناطيسية في أجهزة الإستقبال . وعند تطور الصمامات المفرغة وإستعمالها كعناصر أساسية للكشف ، والتقويم والتكبير ظن البعض أنه لا مستقبل لأشباه الموصلات . وبمجرد إكتشاف الترانزستور عام ١٩٤٨ م . وهو العنصر الإلكتروني المكافيء للصمام الثلاثي المفرغ — تطورت العناصر الإلكترونية المجهزة من أشباه الموصلات تطوراً هائلاً وحلت محل الصمامات المفرغة والغازية وذلك لصغر حجمها واقتصادياتها من حيث إستهلاك الطاقة الكهربية لإنعدام وجود فتيل التسخين الذي يستهلك الجزء الأكبر من الطاقة وكذلك لتميزها بعمر طويل جداً بالمقارنة بالصمامات. وبالمقابل يبدو عيبها الرئيسي في شدة حساسيتها لتغير درجة الحرارة غير أن هذا العيب يمكن التغلب عليه بسهولة كما سيتضح عند دراستنا لها .

٥ — ١ ثنائي الوصلة (الملتقى) *p-n*

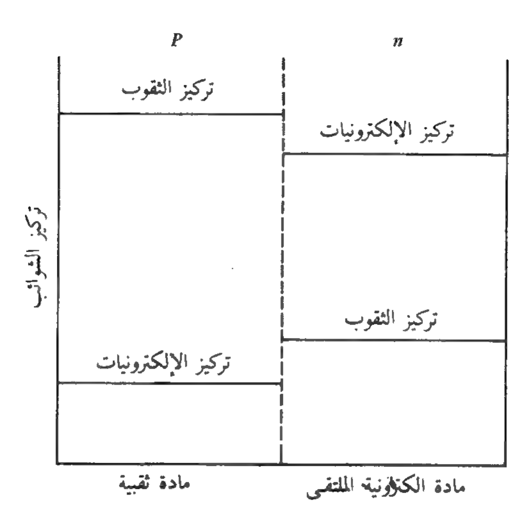
The *p-n* Junction diode

ثنائي الوصلة (أو ثنائي الملتقى) ***p-n*** هو عبارة عن بللورة أحادية Single Crystal من السليكون أو الجرمانيوم غرست في جزء منها شوائب متقبلة وفي الجزء الآخر شوائب واهبة ويتم غرس الشوائب بطرق مختلفة وذلك أثناء إعداد البللورة الأحادية أو بعد إعدادها . ولا يمكن الحصول على ثنائي الوصلة بمجرد وضع قطعة من مادة ثقبية ملاصقة تماماً لقطعة من مادة إلكترونية حيث أن عدم الإستمرارية في البناء البللوري يؤدي إلى ضياع كل الصفات المطلوبة في الثنائي . ويبين شكل ٥ — ١ رسماً توضيحياً لثنائي الوصّلة حيث يتميز الجزء

شكل ٥ — ١

الأيسر بتوصيلية ثقبية والجزء الأيمن بتوصيلية إلكترونية . وقد رمزنا للأيونات الواهبة بدوائر بداخلها إشارة + حيث أن الذرة الواهبة تمنح للمادة الكتروناً حراً ويبقى الأيون الموجب مرتبطاً بالبناء البلوري . كما رمزنا للإلكترونات الحرة بالدوائر السوداء .

أما في المادة الثقبية فقد رمزنا للثقوب بالدوائر الصغيرة ولأيونات الذرات المتقبلة بدوائر بداخلها إشارة — حيث تصبح الذرة المتقبلة أيوناً سالب الشحنة ويبين شكل ٥ — ٢ تركيز حاملات الشحنة بنوعيها على جانبي الملتقى $p-n$ عند درجة حرارة ٢٧° م وعندما يكون تركيز الشوائب سواء المتقبلة أو الواهبة بنسبة ١ : ١٠^٦ .

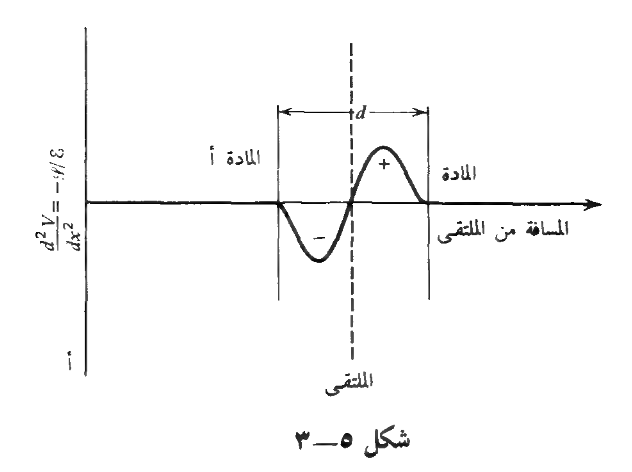


شكل ٥ — ٢

أ — منطقة الشحنة الفراغية Space–Charge Region

تسمى المنطقة المحيطة بالحد بين المادتين p ، n بمنطقة الملتقى الثقبي الإلكتروني وحيث أنه يوجد إختلاف في نوعية حاملات الشحنة وفي كثافتها على جانبي الملتقى تنتشر الحاملات من الوسط الأكثر تركيزاً إلى الوسط الأقل تركيزا . وبذلك تنتشر الثقوب إلى اليمين عبر الملتقى كما تنتشر الإلكترونات إلى اليسار . لذا نجد ان الثقوب القريبة من الملتقى في المادة الثقبية قد إختفت نتيجة لإنتشارها إلى اليمين وإتحادها مع الإلكترونات التي إنتشرت هي الأخرى من المادة الإلكترونية إلى اليسار . بذلك نجد أن المنطقة القريبة من الملتقى أصبحت لا تحتوي على حاملات حرة كما أن شحنتها أصبحت غير متعادلة فعلى الجانب الأيمن توجد شحنات موجبة لأيونات الذرات الواهبة دون الإلكترونات التي إنتشرت لليسار . وكذلك على الجانب الأيسر توجد شحنات سالبة لأيونات الذرات المتقبلة دون الثقوب التي إنتشرت لليمين .

وهكذا تتكون في منطقة الملتقى $p-n$ شحنة فراغية على الجانبين . وتعتمد كثافة الشحنة الفراغية على كل من نسبة تركيز الشوائب على الجانبين وعلى طريقة تجهيز البللورة. وتسمى المنطقة التي تكونت فيها الشحنة الفراغية حول الملتقى بمنطقة الشحنة الفراغية أو منطقة الإنتقال أو المنطقة الخالية من حاملات الشحنة Space-charge, or Transition, or Depletion Region ويوضح شكل ٥ — ٣ كيفية توزيع الشحنة الفراغية سواء في منطقة الملتقى أو بعيداً عنها . ويكون تركيز حاملات الشحنة خارج منطقة الشحنة



شكل ٥ــ٣

الفراغية هو التركيز العادي (في المنطقة الثقبية يكون $p = N_A$ وفي المنطقة الإلكترونية يكون التركيز $n = N_D$. ويعتمد سمك منطقة الشحنة الفراغية أساساً على نسبة تركيز الشوائب وتكون قيمته في حدود طول موجة الضوء المرئي أي في حدود ٠,٥ ميكرومتر. وقد بيناه على الشكل مكبراً بغرض الايضاح .

ب ــ شدة المجال الكهربي الناتج عن الشحنة الفراغية

نتيجة لوجود شحنة فراغية بإشارتين مختلفتين على جانبي الملتقى يتولد مجال كهربي ε متجهاً من الشحنة الموجبة إلى الشحنة السالبة كالمبين في شكل ٥ــ٤ أ . ويلاحظ أن إتجاه هذا المجال يؤدي إلى عرقلة إنتشار الثقوب إلى الجانب الأيمن والإلكترونات إلى الجانب الأيسر. وهكذا نجد أن تكون الشحنة الفراغية في منطقة الملتقى يستمر حتى تصبح شدة المجال الكهربي المتولد عنها (شكل ٥ــ٤ ب) كافية لمنع الإنتشار ويتوقف الإنتشار تماماً عندما تتساوى كل من القوة الكهربية الناتجة عن المجال الكهربي وقوة الإنتشار التي تساوي $(kT/p)(dp/dx)$ للثقوب ، $-(kT/n)(dn/dx)$ للإلكترونات أي عندما تتحقق المعادلة

$$e\varepsilon = \frac{KT}{p}\frac{dp}{dx} = -\frac{kT}{n}\frac{dn}{dx} \qquad (٥ــ١)$$

شكل ٥ــ٤

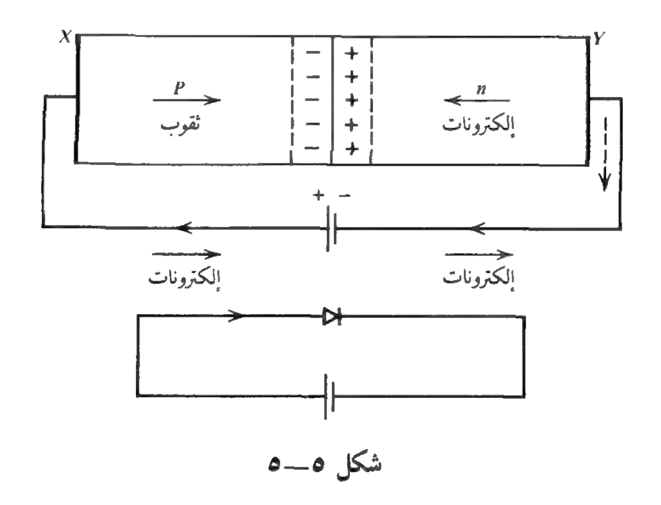
وتحت تأثير هذا المجال الكهربي ε يحدث إنتقال مضاد لحاملات الشحنة فتنتقل الحاملات الأقلية (الثقوب) من المنطقة n. إلى المنطقة p والإلكترونات من المنطقة p إلى المنطقة n . وتقل نتيجة لذلك شدة المجال الكهربي فتبدأ الثقوب من جديد في الإنتشار من المنطقة p. إلى المنطقة n والإلكترونات من المنطقة n إلى المنطقة p . وعند درجة الحرارة المعينة يكون الملتقى $p-n$ في حالة إتزان بحيث يتساوى عدد الحاملات المنتشره في إتجاه معين مع عدد الحاملات التي تنتقل إلى الإتجاه الآخر تحت تأثير المجال الكهربي . وهكذا يصبح التيار الكهربي خلال الملتقى مساوياً للصفر عند حدوث الإتزان .

وجدير بالذكر أنه نظراً لخلو منطقه الشحنة الفراغية من الحاملات الحرة تكون مقاومة هذه المنطقة كبيرة بالنسبة لباقي أجزاء شبه الموصل .

٥ــ٢ ثنائي الوصلة (الملتقى) في حالة توصيل جهد

The p-n Junction Diode with Applied Bias

نفرض أننا وصلنا منبع جهد (بطارية) بحيث كان القطب الموجب متصلاً بالجانب الثقبي والقطب السالب بالجانب الإلكتروني للثنائي (كالمبين في شكل ٥ــ٥) . فإذا كان جهد المنبع مساوياً للصفر فقد يعتقد



شكل ٥ــ٥

للوهلة الأولى أنه يجب أن يمر تيار كالمبين بالخط المتقطع نتيجة لفرق جهد الملتقى (فرق جهد التلامس) . وفي الحقيقة لا يمر مثل هذا التيار حيث أنه تتولد فروق جهد تلامس أخرى عند تلامس جزئي شبه الموصل مع أسلاك التوصيل (عند الطرفين X ، Y) بسبب تغير كثافة الشحنة بين المعدن وطرفي شبه الموصل (كثافة الإلكترونات الحرة في المعدن أعلى بكثير من كثافة الإلكترونات أو الثقوب في شبه الموصل . ويكون إتجاه فروق الجهد المتكونه عند الأطراف مساوياً في المقدار ومختلفاً في الإتجاه مع فرق جهد الملتقى وبذلك يكون التيار خلال الثنائي مساوياً للصفر .

أما إذا زادت قيمة جهد المنبع إلى قيمة مناسبة فإنه يمر تيار كهربي كالمبين بالسهم على الخط المستمر . حيث تنساب الإلكترونات من القطب السالب للبطارية عبر سلك التوصيل فتصل إلى المنطقة n وتمر بها كحاملات غالبية للشحنة ، وفي منطقة ما بالقرب من الملتقى يتحول هذا التيار الإلكتروني إلى تيار ثقبي حيث أن

الإلكترونات سرعان ما تتحد بالثقوب عند دخولها للمادة الثقبية . ولذا يكون التيار في المنطقة p تياراً ثقبيا . وعند إتصال المادة p بسلك التوصيل يتحول التيار الثقبي مرة أخرى الى تيار الكتروني . ويبين شكل ٥ــ٥ إتجاه ونوع حاملات الشحنة في جميع أجزاء الدارة .

وهكذا نجد أن تحييز الثنائي بجهد كالمبين في شكل (٥ــ٥) (يسمى هذا التحييز بالتحييز المباشر Forward bias) يؤدي إلى مرور تيار في الدارة . ويؤدي هذا التيار إلى حدوث هبوط جهد في كل من المادة الإلكترونية والثقبية ويكون هبوط الجهد عادة ــ صغير جداً ويمكن إهمال قيمته بحيث يمكن إعتبار أن فرق جهد المنبع E_b يقع جميعه على منطقة الشحنة الفراغية . وبذلك يكون فرق الجهد الكلي بين جانبي منطقة الشحنة الفراغية هو

$$V_j = V_{pn} - E_b \qquad (٥ــ٦)$$

حيث V_{pn} هو فرق الجهد الناتج عن الشحنة الفراغية في حالة عدم وجود منبع جهد ونتيجة لإنخفاض فرق الجهد على جانبي منطقة الشحنة الفراغية تقل شدة المجال الكهربي وتصبح قوة الإنتشار (التي تدفع الثقوب إلى المنطقة الإلكترونية والإلكترونات إلى المنطقة الثقبية) أكبر من القوة الكهربية . فنتيجة لذلك تسري الإلكترونات إلى المنطقة الثقبية والثقوب إلى المنطقة الإلكترونية ويمر تيار كهربي عبر الثنائي . بذلك تتغير نسب تركيز حاملات الشحنة عن تلك النسبة المحددة في (شكل ٥ــ٢) . ونظراً لإنتشار الإلكترونات الى المنطقة الثقبية تزداد كثافة الإلكترونات (الحاملات الأقلية) في هذه المنطقة بالقرب من الملتقى ويصبح تركيزها عند نهاية منطقة الشحنة الفراغية هو n_{po} وبنفس الأسلوب يزداد تركيز الثقوب بالقرب من الملتقى في المنطقة الإلكترونية بحيث تصبح p_{no} وكلما إبتعدنا عن منطقة الملتقى تنخفض قيمة كل من n_{po} ، p_{no} بحيث تعود إلى قيم الإتزان n_p ، p_n وذلك بسبب إعادة الإتحاد مع الحاملات الغالبية. ويبين شكل (٥ــ٦) كيفية تركيز حاملات الشحنة عند تحيز الثنائي بجهد مباشر حيث نجد أن تركيز الحاملات الغالبية لم يتأثر في حين تغير تركيز الحاملات الأقلية .

ويمكن إيجاد العلاقة بين كثافة حاملات الشحنة الأقلية والمسافة من حد منطقة الشحنة الفراغية . فبالنسبة للثقوب في المنطقة الإلكترونية تكون هذه العلاقة هي

$$p = (p_{no} - p_n) \exp\left(\frac{-x}{L_p}\right) + p_n \qquad (٥ــ٣)$$

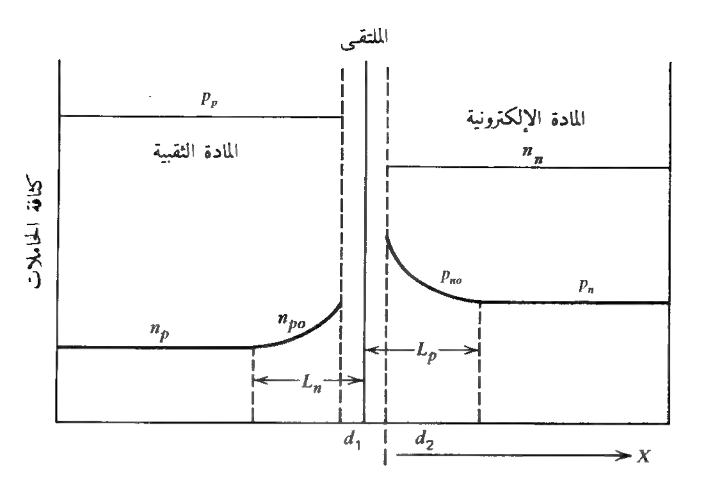
حيث تقاس x من نهاية منطقة الشحنة الفراغية أي من النقطة d_2 شكل (٥ــ٦) . أما المسافة L_p فتعرف بإسم طول الإنتشار Diffusion Length للثقوب وتكون في حدود ٠,١ سم لكل من السليكون والجرمانيوم . وبالنسبة للإلكترونات الأقلية في المنطقة الثقبية تكون العلاقة هي

$$n = (n_{po} - n_p) \exp\left(\frac{-x}{L_n}\right) + n_p \qquad (٥ــ٤)$$

حيث L_n هو طول الإنتشار للإلكترونات ويكون كذلك في حدود ٠,١ سم لكل من السليكون والجرمانيوم . وتقاس x في هذه الحالة من المنطقة d_1 وفي الإتجاه السالب .

ويمكن إيجاد قيمة الشحنة الفراغية p_{no} أو n_{po} عند حدود منطقة الشحنة الفراغية بإستخدام العلاقة (٥ــ١) حيث يمكن إعتبارها صحيحة في حالة تحيز الثنائي بجهد مقداره V

$$\varepsilon = \frac{kT}{p}\,\frac{dp}{dx}$$



شكل ٥ــ٦ .

وبضرب طرفي المعادلة في $-dx$ وبتكامل الطرفين نحصل على

$$e\int_{d_1}^{d_2} -\varepsilon dx = -\int_{P_r}^{P_{no}} KT\frac{dp}{p} = -KT log_e \left(\frac{p_{na}}{p_p}\right) \quad (٥ــ٥)$$

وحيث أن

$$-\int_{d_1}^{d_2} \varepsilon dx = V_j = V_{pn} - V$$

$$\therefore \quad -\frac{e(V_{pn}-V)}{KT} = log_e \frac{p_{no}}{p_p} \quad (٥ــ٦)$$

ومنها

$$P_{no} = P_p \exp_e\left(\frac{V-V_{pn}}{KT}\right) = P_p \exp\left(\frac{eV}{KT}\right)\exp\left(\frac{-eV_{pn}}{KT}\right) \quad (٥ــ٧)$$

وعندما يكون الجهد V مساوياً للصفر يكون P_{no} مساويا P_n أي أن

$$p_p \exp\left(\frac{-eV_{pn}}{KT}\right) = p_n \quad (٥ــ٨)$$

وبالتعويض عن (٥ــ٨) في (٥ــ٧) نجد أن

$$p_{no} = p_n \exp\left(\frac{eV}{KT}\right) \quad (٥ــ٩)$$

كذلك فإنه يمكن إثبات أن

$$n_{po} = n_p \exp\left(\frac{eV}{KT}\right) \quad (٥ــ١٠)$$

٥ـ٣ التيار المباشر لثنائي الوصلة

The Forward Current of a p—n Junction

وجدنا أنه عند تحييز ثنائي الوصلة تحييزاً مباشراً (القطب الموجب لمنبع الجهد بالمادة p والقطب السالب بالمادة n) تنتشر الثقوب من المادة الثقبية إلى المادة الإلكترونية كما تنتشر الإلكترونات من المادة الإلكترونية إلى المادة الثقبية ونتيجة لذلك يمر خلال الثنائي تيار كهربي مكون من مركبة ثقبية وأخرى إلكترونية . ويعرف التيار في هذه الحالة بالتيار المباشر وهو ناتج عن إنتشار الحاملات الغالبة وسوف نحاول الآن إيجاد قيمة هذا التيار والعوامل المؤثرة في قيمته وذلك بإستخدام معادلة كثافة تيار الإنتشار (أنظر العلاقة ٤ـ١٦) . فكثافة تيار الإنتشار للمركبة الثقبية هي

$$J_{px} = -D_p e\frac{dp}{dx}$$

وبالتعويض عن p بإستخدام العلاقة (٥ـ٣) وعن p_{no} بإستخدام العلاقة (٥ـ٩) نجد أن

$$J_{px} = -D_p e p_n \frac{d}{dx}\left[\left\{\exp\frac{eV}{KT}-1\right\}\exp\left(\frac{-x}{L_p}\right)+1\right]$$

أي أن

$$J_{px} = \frac{D_p e p_n}{L_p}\left[\left\{\exp\left(\frac{eV}{KT}\right)-1\right\}\exp\left(\frac{-x}{L_p}\right)\right] \quad (٥—١١)$$

وعند حد منطقة الشحنة الفراغية (أي عند النقطة d_2 على الشكل ٥ـ٦) تكون $x=0$

$$J_{po} = \frac{D_p e p_n}{L_p}\left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right)-1\right] \quad (٥—١٢)$$

ويلاحظ أنه عندما يكون الجهد V مساوياً للصفر يكون التيار عبر الثنائي مساوياً للصفر وهذا ينطبق مع ما ذكر في البند ٥ـ٢ .

وبنفس الأسلوب يمكن إيجاد كثافة تيار المركبة الإلكترونية عند الملتقى حيث تكون

$$J_{no} = \frac{D_n e n_p}{L_n}\left[\exp\left(\frac{eV}{KT}\right)-1\right] \quad (٥—١٣)$$

وحيث أن التيار الكلي عبر الملتقى هو عبارة عن مجموع هاتين المركبتين

$$J_o = J_{po} + J_{no} = \left[\exp\left(\frac{eV}{KT}\right)-1\right]\left[\frac{D_p e p_n}{L_p}+\frac{D_n e n_p}{L_n}\right] \quad (٥—١٤)$$

فإذا إعتبرنا أن

$$\frac{D_p e p_n}{L_p}+\frac{D_n e n_p}{L_n} = J_s \quad (٥—١٥)$$

تكون كثافة التيار الكلي خلال الثنائي هي

$$J_o = J_s\left[\exp\frac{eV}{KT}-1\right] \quad (٥—١٦)$$

فإذا كانت مساحة مقطع الملتقى A تكون شدة التيار خلال الثنائي هي

$$I_o = J_o A = AJ_s\left[\exp\left(\frac{eV}{KT}\right)-1\right]$$
$$= I_s\left[\exp\left(\frac{eV}{KT}\right)-1\right] \qquad (١٧—٥)$$

حيث J_s هي كثافة تيار التشبع ، I_s شدة تيار التشبع . ويتضح من المعادلة (٥—١٥) أن تيار التشبع يعتمد أساساً على كثافة الحاملات الأقلية n_p ، p_n وعلى معامل الإنتشار لكل من الثقوب والإلكترونات وكذلك على عرض المناطق L_p ، L_n (شكل ٥—٦) وأخيراً على مساحة مقطع الملتقى .

وهكذا فإنه عند تحييز الثنائي تحييزاً مباشراً (أي المادة الثقبية بالقطب الموجب للبطارية والمادة الإلكترونية بالقطب السالب) يمر خلال الثنائي تيار مباشر تتوقف قيمته على كل من قيمة الجهد المباشر ودرجة الحرارة طبقاً للعلاقة (٥—١٧) .

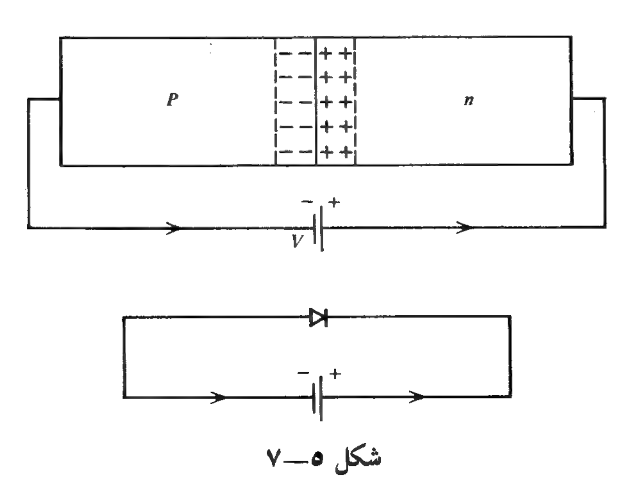
٥—٤ التيار العكسي لثنائي الوصلة

The Reverse Current of a $p-n$ Junction

عند توصيل ثنائي الوصلة بمنبع جهد بحيث يكون القطب الموجب لمنبع الجهد متصلاً بالجانب الإلكتروني والقطب السالب متصلاً بالجانب الثقبي للثنائي كالمبين في (الشكل ٥—٧) ، فإنه يقال أن الثنائي محيز تحييزاً عكسياً Reverse biased وينتج عن التحييز العكسي مرور تيار عكسي في الثنائي في الإتجاه المبين بالأسهم . ويمكن إيجاد قيمة هذا التيار العكسي بإستخدام العلاقة (٥—١٧) بوضع $-V$ بدلاً من V أي أن

$$I_r = I_o = I_s\left[\exp\left(\frac{-eV}{KT}\right)-1\right] = -I_s\left[1-\exp\left(\frac{-eV}{KT}\right)\right] \qquad (١٨—٥)$$

وحيث أن $\exp(-eV/KT) \leqslant 1$ يكون التيار العكسي في الإتجاه السالب دائما .



شكل ٥—٧

وعند تحييز الثنائي تحييزاً عكسياً تزداد كثافة الشحنة الفراغية في منطقة الملتقى كما يزداد عرض هذه المنطقة وتزداد أيضاً شدة المجال الكهربي . ويؤدي التحييز العكسي إلى تحرك الإلكترونات في المنطقة n إلى اليمين بعيداً عن الملتقى وتحرك الثقوب إلى اليسار مبتعدة كذلك عن منطقة الملتقى . ونتيجة لزيادة شدة المجال الكهربي في الملتقى تنتقل الإلكترونات (تحت تأثير المجال) من المنطقة الثقبية إلى المنطقة الإلكترونية كما تنتقل الثقوب من المنطقة الإلكترونية إلى المنطقة الثقبية . ولما كانت الإلكترونات في المنطقة الثقبية والثقوب في المنطقة الإلكترونية هما الحاملات الأقلية فإن التيار العكسي الناتج يكون صغيراً جداً لأنه ناتج عن إنتشار الحاملات الأقلية . وعند زيادة قيمة الجهد العكسي إلى قيمة معينة لكل ثنائي يصبح التيار العكسي ثابتاً ولا يعتمد على قيمة الجهد العكسي . وتتضح هذه الحقيقة بإستخدام العلاقة (٥ــ١٨) حيث أن $\exp(-eV/KT)$ يصبح مساوياً للصفر عند زيادة الجهد السالب . أي أن

$$I_r = I_s \qquad (٥\text{ــ}١٩)$$

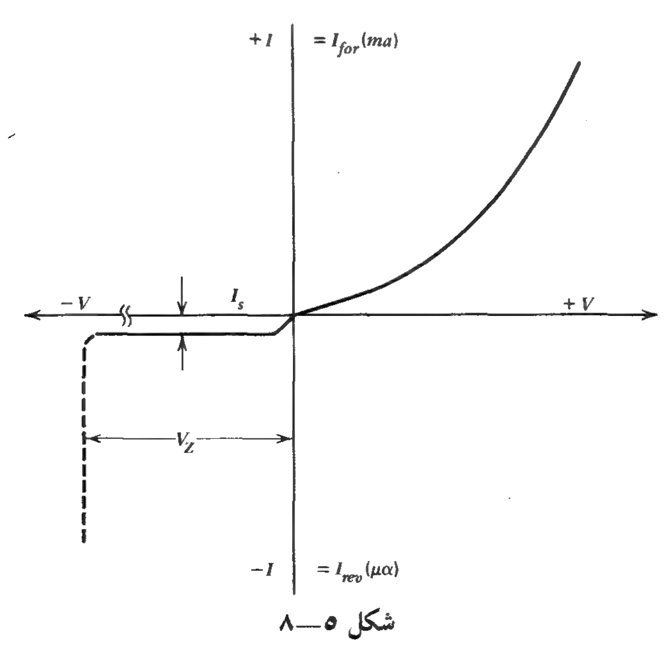
وهكذا نجد أن أقصى قيمة للتيار العكسي تساوي تيار التشبع ويعتمد هذا التيار الأخير على كثافة الحاملات الأقلية (أنظر العلاقة ٥ــ١٥) .

وجدير بالذكر أن كثافة الحاملات الأقلية تعتمد أساساً على درجة حرارة شبه الموصل وكذلك على نسبة تركيز الشوائب فيه . ولما كانت نسبة تركيز الشوائب لمنطقتي الثنائي ثابته بعد تجهيزه فإن درجة الحرارة هي العامل الأساسي في تحديد قيمة التيار العكسي كما تلعب دوراً هاماً في تحديد قيمة التيار المباشر .

٥ــ٥ مميزة (منحنى الخواص) الثنائي الموصل

Characteristics of the Semiconductor Diode

يوضح (الشكل ٥ــ٨) العلاقة بين التيار المار خلال الثنائي شبه الموصل وبين الجهد سواء في حالة



شكل ٥ــ٨

التحييز المباشر أو التحييز العكسي . ولوضوح الصورة فقد إستخدم مقياس رسم مختلف لكل من التيار المباشر I_{for} والتيار العكسي I_{rev} (حيث أن التيار العكسي يكون دائماً أصغر من التيار المباشر بمئات أو آلاف المرات) ويبين الجزء الأيمن من المنحنى التغير السريع في التيار المباشر بتغير الجهد المباشر طبقاً للعلاقة (٥ــ١٧) . وعند زيادة الجهد المباشر زيادة ملحوظة تصبح هذه العلاقة غير صالحة لإيجاد قيمة التيار . في هذه الحالة يكون قانون أوم هو الأنسب لتحديد العلاقة بين التيار والجهد المباشر . ويرجع السبب في ذلك إلى أنه عند زيادة الجهد المباشر تزول الشحنة الفراغية في منطقة الملتق وتصبح توصيلية منطقة الشحنة الفراغية متجانسة مع توصيلية باقي أجزاء الثنائي .

كما يبين الجزء الأيسر من المنحنى التغير في التيار العكسي تبعاً لتغير الجهد العكسي عند القيم الصغيرة طبقاً للعلاقة (٥ــ١٨) . وعند زيادة الجهد العكسي سرعان ما يصل التيار العكسي إلى قيمة التشبع I_s ويصبح ثابتا . وعلى سبيل المثال إذا كان الجهد العكسي مساويا ٠,٢ فولت نجد أن

$$I_r = I_s[1-0.00044] \cong I_s$$

ويبقى التيار العكسي ثابتاً (في حدود عدة ميكرو أمبيرات) مع زيادة الجهد العكسي إلى قيم كبيرة . وعند زيادة الجهد العكسي عن قيمة معينة لكل ثنائي يزداد التيار العكسي فجأة (الخط المتقطع على الشكل ٥ــ٨) . والسبب في هذه الزيادة هو زيادة شدة المجال الكهربي في منطقة الملتقى بحيث تتولد أزواج إلكترونية ــ ثقبية ذاتية جديدة تحت تأثير هذا المجال على ذرات النسق البللوري وتسمى هذه الظاهرة بإنهيار زينرZener Breakdown . ويسمى الجهد الذي يحدث عنده هذا الإنهيار بجهد زينر(V_z) Zener Voltageكما يحدث إنهيار آخر يعرف بالإنهيار المتتابع Avalanche Breakdown . ويحدث هذا الإنهيار عندما تكتسب حاملات الشحنة طاقة كبيرة عند إجتيازها للمجال الكهربي الشديد في الملتقى . وعند إصطدام حاملات الشحنة ذات الطاقة المكتسبة العالية بذرات النسق البللوري فإنها تؤينها وتتولد بالتالي أزواج إلكترونية ــ ثقبية جديدة . وجدير بالذكر أنه لا تحدث أي تغييرات في منطقة الملتقى ولا يتحطم البناء البللوري للمادة نتيجة هذه التصادمات بل إنه توجد ثنائيات تعمل عند جهد زينر أو الجهد الإنهياري وتعرف بإسم ثنائيات زينر

٥ــ٦ مقاومة الثنائي شبه الموصل

Semiconductor diode resistance

المقاومة الإستاتيكية للثنائي شبه الموصل عند نقطة معينة على منحنى الخواص هي $R=V/I$ حيث V ، I هما الجهد والتيار المقابل عند هذه النقطة . وتختلف المقاومة الإستاتيكية بإختلاف الجهد ولا تعتبر هذه المقاومة بارامتراً هاماً بالنسبة لتشغيل الثنائي وإنما تعتبر المقاومة الديناميكية r هي البارامتر الأكثر أهمية والمقاومة الديناميكية r هي

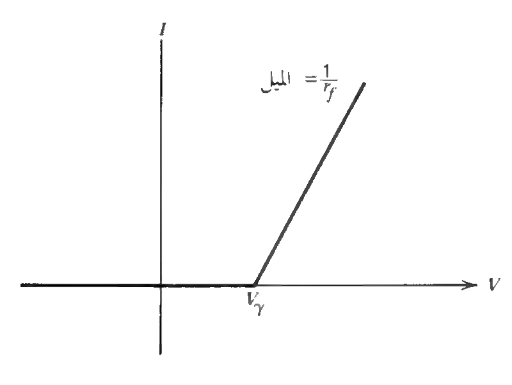
$$r = \frac{dV}{dI} \qquad (٥ــ٢٠)$$

وتحدد هذه المقاومة بإستخدام نقطتين على المميزة الإستاتيكية للثنائي وهي مرتبطة بتوصيلية الثنائي بالعلاقة

$$g = \frac{1}{r} \equiv \frac{dI}{dV} \qquad (٥ــ٢١)$$

ويتميز الثنائي شبه الموصل بمقاومة ديناميكية مباشرة r_f تكون قيمتها صغيرة (عدة أومات أو عشرات الأوم) وأخرى عكسية r_r تكون قيمتها كبيرة جداً (عدة ميجا أوم) . وتعتمد قيمة المقاومة الديناميكية المباشرة على الجهد وتكون قيمتها كبيرة عند القيم الصغيرة للجهد المباشر وتقل قيمتها بزيادة الجهد وسرعان ما تصل إلى قيمة ثابتة تقريباً عند الجزء الخطي من المميزة . أما المقاومة العكسية فتكون صغيرة نسبياً عند الجهود العكسية الصغيرة وبمجرد الوصول إلى تيار التشبع تصبح قيمة المقاومة العكسية ثابتة وتصل إلى أقصى قيمة لها وبمجرد حدوث الإنهيار تصبح المقاومة العكسية صغيرة جداً (في حدود الأوم وتسمى المقاومة في منطقة الإنهيار بمقاومة زينر R_z) .

وإذا إستخدم الثنائي مع نبضات جهدية كبيرة فإنه يمكن تقريب مميزة الثنائي بحيث تصبح علاقة خطية بين الجهد والتيار كالمبين في شكل ٥ـــ٩ وهذا الخط عبارة عن إمتداد الجزء الخطي من المميزة . ويعرف V_γ على أنه الجهد المباشر الذي يصبح عنده التيار المباشر ذا قيمة ملموسة . ويحدد ميل هذا الخط قيمة المقاومة المباشرة r_f والتي تعتبر ثابتة في هذه الحالة .



شكل ٥ـــ٩

٥ـــ٧ سعات الثنائي شبه الموصل
Semiconductor Diode Capacitances

أ ـــ سعة الشحنة الفراغية — Space-Charge Capacitance C_T

ذكرنا أن كثافة الشحنة الفراغية تتغير بتغير جهد التحييز . فعند تحييز الثنائي تحييزاً عكسياً تزداد كثافة الشحنة الفراغية عند الملتقى بزيادة الجهد العكسي . ويعتبر هذا التغير في الشحنة الفراغية بتغير جهد التحييز بمثابة سعة للثنائي فإذا تغيرت الشحنة بمقدار dQ, نتيجة لتغير الجهد بمقدار dV تكون السعة الناتجة هي

$$C_T = \left| \frac{dQ}{dV} \right| \qquad (٥ـــ٢٢)$$

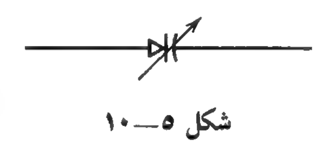
فإذا حدث التغير في الجهد خلال زمن قدره dt نتج عن ذلك تيار مقداره

$$I = C_T \frac{dV}{dt} \qquad (٥ـــ٢٣)$$

لذا يجب معرفة قيمة هذه السعة لتأثيرها على قيمة التيار المتردد الذي يمر خلال الثنائي . وتسمى السعة C_T بسعة الإنتقال Transition Capacitance أو سعة الشحنة الفراغية . وقيمة C_T ليست ثابتة وإنما تتغير بتغير الجهد العكسي . هذا ويمكن إثبات أن

$$C_T = \frac{\varepsilon A}{(L_p + L_n)} \qquad (٥ــ ٢٤)$$

حيث A مساحة مقطع الملتقى ، ε سماحية المادة ، $(L_p + L_n)$ هو عرض منطقة الشحنة الفراغية وتعتمد قيمته على الجهد العكسي وعلى تركيز الشوائب . ولما كان عرض منطقة الشحنة الفراغية يزداد بزياة الجهد العكسي فإنه طبقاً للعلاقة (٥ــ ٢٤) تقل سعة الإنتقال بزيادة الجهد العكسي . وتستخدم هذه الظاهرة في عمل ما يعرف بثنائي السعة المتغيرة The Varactor diode والذي يستخدم في الدارات الإلكترونية كمكثف متغير السعة ، ويرمز له في الدارات بالرمز المبين بالشكل ٥ــ ١٠ .



شكل ٥ــ ١٠

ب ــ سعة الإنتشار C_D — Diffusion Capacitance

عند تحييز الثنائي تحييزاً مباشراً تظهر سعة أخرى في الثنائي تعرف بإسم سعة الإنتشار وتكون عادة أكبر بكثير من سعة الإنتقال . ويكمن مصدر هذه السعة الكبيرة في إنتقال الشحنة المختزنة خارج منطقة الشحنة الفراغية مباشرة وتوزع حاملات الشحنة بأسلوب آخر (أنظر شكل ٥ــ ٦) . وتعطى قيمة C_D بالعلاقة :

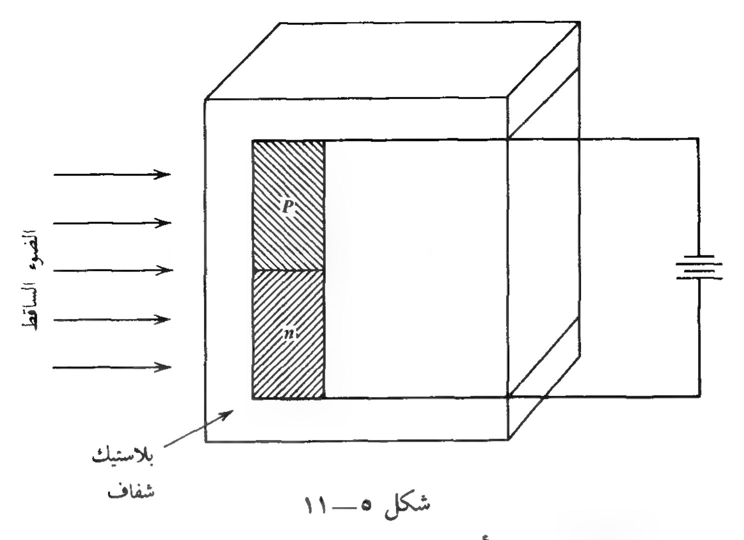
$$C_D = \frac{L_p^2 I_p}{D_p KT} + \frac{L_n^2 I_n}{D_n KT} \qquad (٥ــ ٢٥)$$

حيث I_p ، I_n هي قيمة كل من المركبة الثقبية والإلكترونية للتيار . وتتناسب قيمة هذه السعة تناسباً طردياً مع التيار (أي تناسباً عكسياً مع مقاومة الثنائي) . لذا يمكن إهمال هذه السعة عند التحييز العكسي . أما عند التحييز المباشر فإنها تكون السعة الأساسية للثنائي ويمكن أن تصل قيمتها لعدة عشرات من الميكروفاراد .

٥ــ ٨ الثنائي الضوئي شبه الموصل

عند سقوط الضوء على الثنائي شبه الموصل المحيز تحييزاً عكسياً يزداد التيار العكسي المار خلال الثنائي . ويعتمد التيار العكسي على شدة الضوء الساقط . وقد إستخدمت هذه الظاهرة في تجهيز ثنائي ضوئي شبه موصل .

والثنائي الضوئي شبه الموصل عبارة عن شريحة رقيقة من مادة السليكون أو الجرمانيوم تحتوي على منطقتين إحداهما ثقبية والإخرى إلكترونية موضوعتين داخل غلاف من البلاستيك الشفاف (لوصول الضؤ إلى شبه الموصل) . ويسمح بمرور الضؤ من جانب واحد عبر الملتقى وتغطى باقي الجوانب بطلاء أسود أوبشرائح معدنية لمنع مرور الضوء من هذه الجوانب كالمبينة في شكل ٥ــ ١١ .



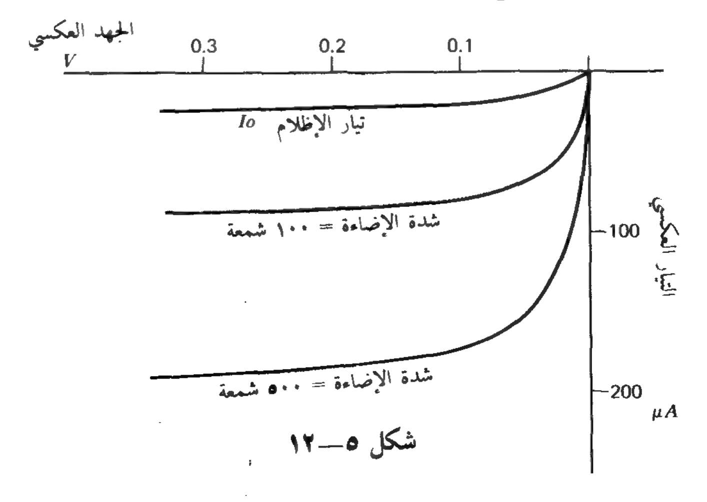
شكل ٥ـــ١١

٥ــ٩ المميزة الفولت ــ أمبيرية للثنائي الضوئي شبه الموصل

عند تحييز الثنائي تحييزاً عكسياً يمر تيار ثابت هو تيار التشبع العكسي الذي لا يعتمد على جهد التحييز (طالما كان جهد التحييز أكبر من عدة أجزاء عشرية من الفولت) . ويمر هذا التيار والمعروف بإسم تيار الإظلام dark current نتيجة للحاملات الأقلية المتولدة حرارياً وعند سقوط الضوء على شبه الموصل تكتسب بعض إلكترونات التكافؤ طاقة إضافية فتخرج هذه الإلكترونات مكونة أزواجاً إلكترونية ــ ثقبية جديدة . وتشترك كل من هذه الإلكترونات والثقوب المتكونة بفعل الضوء في التوصيل الكهربي فيزداد التيار العكسي . وبذلك تصبح قيمة التيار العكسي المار خلال الثنائي هي

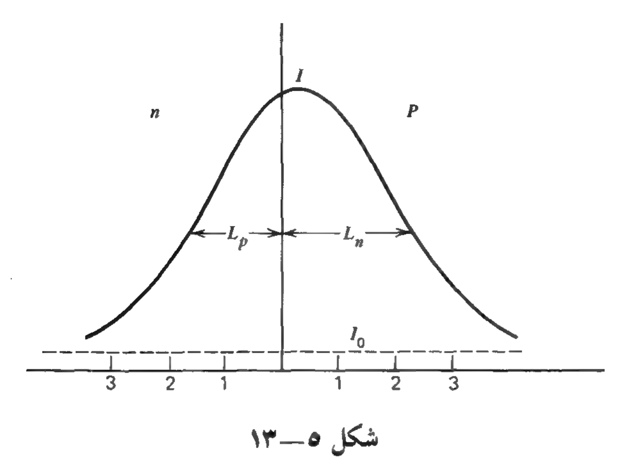
$$I = I_p + I_o = I_p + I_s(1 - e^{-V/V_T}) \qquad (٥ـــ٢٦)$$

حيث I_s هو تيار التشبع العكسي ، I_p هو التيار الناتج عن الحاملات المتولدة بفعل الضوء $V_T = KT/e$ وتعتمد شدة التيار I_p على تركيز حاملات الشحنة المتولدة بفعل الضوء . لذا فإن هذا التيار يعتمد أساساً على شدة الضؤ الساقط ويتناسب تناسباً طردياً مع شدة هذا الضوء . ويبين شكل ٥ــ١٢ المميزة . الفولت أمبيرية للثنائي



شكل ٥ــ١٢

الضوئي شبه الموصل وهي العلاقة بين شدة التيار المار خلال الثنائي وبين الجهد العكسي عند درجة حرارة ثابتة وعند قيم مختلفة لشدة الضؤ الساقط . وجدير بالذكر أن شدة التيار تعتمد على وضع المنطقة المضاءة بالنسبة للملتقى الثقبي الإلكتروني . فعند تركيز الضوء الساقط في بقعة صغيرة بعيداً عن الملتقى يقل التيار المار خلال الثنائي وذلك بسبب إعادة إتحاد الحاملات الأقلية (الإلكترونات مثلاً في المنطقة الثقبية) مع الحاملات الغالبية أثناء إنتشارها وقبل عبورها للملتقى . أما عند تركيز الضوء في بقعة قريبة من الملتقى فيزداد التيار نظراً لإنخفاض إحتمال إعادة الإتحاد قبل عبور الملتقى . ويبين شكل ٥ــ١٣ كيفية تغير تيار الثنائي كدالة من المسافة بين البقعة المركز عليها الضوء وبين الملتقى وهذا المنحنى غير متناظر تماماً بسبب إختلاف طول الإنتشار لكل من الثقوب والإلكترونات L_p ، L_n .



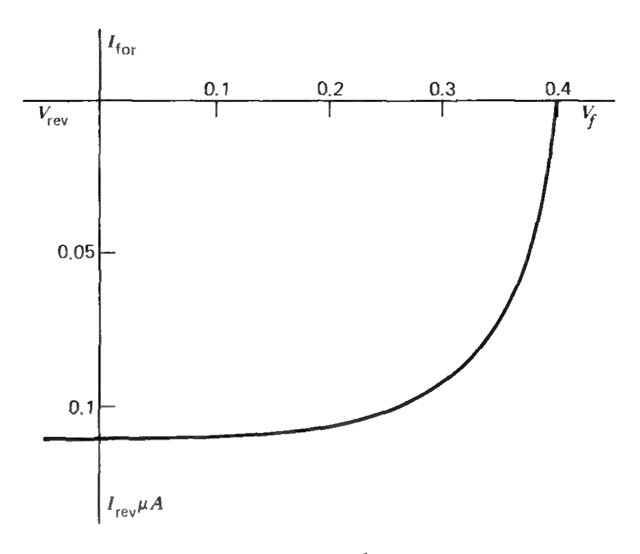
شكل ٥ــ١٣

٥ــ١٠ الأثر الفوتوفولتي The Photovoltaic Effect

عند خفض قيمة الجهد العكسي ينخفض كذلك الحاجز الجهدي عند الملتقى ولكن هذا الإنخفاض لا يؤثر على قيمة التيار العكسي خلال الثنائي . ولكن عند إنخفاض الحاجز الجهدي للملتقى إنخفاضاً كافياً تتمكن بعض من الحاملات الغالبية من عبور هذا الحاجز (أي عبور الملتقى) . وكما هو معروف فإن عبور الحاملات الغالبية للملتقى يعني مرور تيار مباشر . ويؤدي مرور التيار المباشر إلى خفض قيمة التيار العكسي . وتعتبر هذه الزيادة في التيار المباشر هي سبب إنخفاض قيمة التيار العكسي كلما إقتربنا من القيمة الصفرية للجهد العكسي . ويبين (شكل ٥ــ١٤) صورة مكبرة للمميزة الفولت أمبيرية بالقرب من الجهد الصفري .

وعند تحييز الثنائي تحييزاً مباشراً ينخفض الحاجز الجهدي للملتقى إنخفاضاً ملموساً ويزداد التيار المباشر زيادة سريعة . وعند تساوي كل من التيار المباشر والتيار العكسي يصبح التيار خلال الثنائي مساوياً للصفر . وتسمى قيمة الجهد المباشر التي يصبح عندها التيار خلال الثنائي مساوياً للصفر بالجهد الفوتوفولتي Photovoltaic Potential . لذا فإنه عند فتح الدارة الكهربية للثنائي لا يمر تيار كهربي وبالتالي تتكون قوة دافعة كهربية فوتوفولتية عند طرفي الثنائي .

هذا ويمكن شرح الأثر الفوتوفولتي بأسلوب آخر . في حالة عدم تعرض الثنائي للضؤ يتكون في الملتقى حاجز جهدي ويكون إتجاه المجال الكهربي لهذا الحاجز بحيث يبعد الحاملات الغالبية عن الملتقى وبالتالي يكون



شكل ٥ــ١٤

التيار في الدارة المفتوحة مساوياً للصفر . ولكن عند سقوط الضوء على شبه الموصل تزداد الحاملات الأقلية وبالتالي يزداد عدد الحاملات الأقلية المنتشرة إلى المنطقة الأخرى أي يزداد التيار العكسي . ولكي يبقى التيار مساوياً للصفر في الدارة المفتوحة فإنه يجب أن يزداد التيار المباشر بنفس مقدار زيادة التيار العكسي ولا يمكن أن يزداد التيار المباشر إلا بإنخفاض الحاجز الجهدي للملتقى .

وهكذا فإنه نتيجة لتعرض الثنائي للضوء تظهر بين طرفي الثنائي قوة دافعة كهربية مساوية تماماً لقيمة إنخفاض الحاجز الجهدي للملتقى وهي القوة الدافعة التي عرفناها بالقوة الدافعة الكهربية الفوتوفولتية . وتبلغ هذه القوة الدافعة حوالي نصف فولت للسليكون ، ١,٠ فولت للجرمانيوم .

وباستخدام العلاقة (٥ــ٢٦) يمكن إيجاد القيمة القصوى القوة الدافعة الكهربية الفوتوفولتية وهي

$$V_{\max}=V_T\log_e\left(1+\frac{I_p}{I_s}\right) \qquad (٥ــ٢٧)$$

وحيث أن $I_p/I_s \gg 1$ (عندما تكون شدة الضوء كافية) فإنه يمكن إعتبار أن

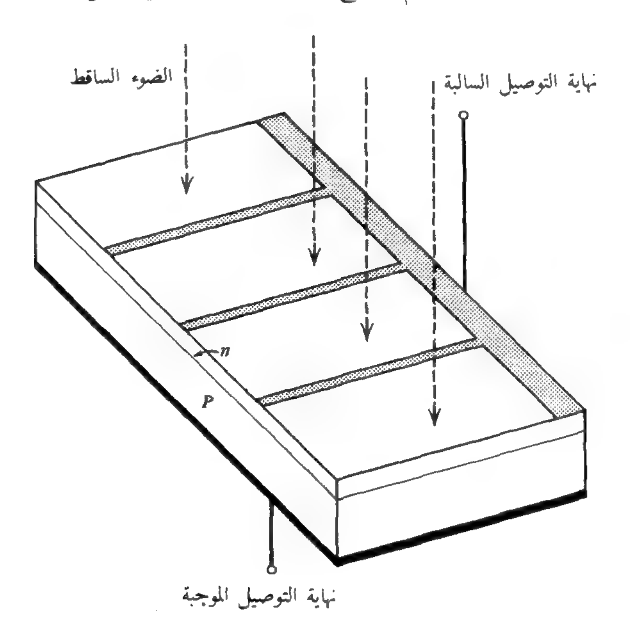
$$V_{\max}=V_T\,ln\frac{I_p}{I_s} \qquad (٥ــ٢٨)$$

وقد تحققت هذه العلاقة الأخيرة تجريبيا .

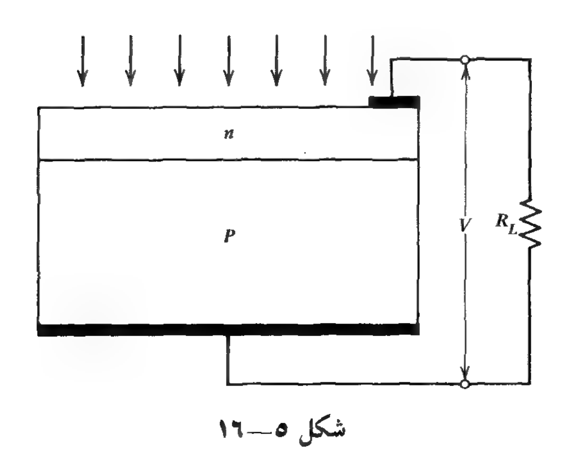
٥ــ١١ الخلية الشمسية

تستخدم الخلية الشمسية لتحويل الطاقة الضوئية إلى طاقة كهربية وتعتبر من أوسع محولات الطاقة الفوتوفولتية إنتشارا . وقد إستخدمت الخلايا الشمسية كمصدر للقوى الكهربية في الأقمار الصناعية وسفن الفضاء وذلك عن طريق تحويل الطاقة الشمسية إلى طاقة كهربية . والخلية الشمسية هي عبارة عن ثنائي الكتروني ــ

ثقبي . فهي تتكون من طبقة رقيقة من السليكون ذي الشوائب الثقبية (شكل ٥ـــ١٥) . وتبلغ مساحة سطحها حوالي ٢ سم[٢]. وتتكون المادة الإلكترونية على السطح العلوي بغرس طبقة رقيقة جداً (حوالي ٠,٥ ميكرون) من الشوائب الإلكترونية (مثل الفسفور). وعند سقوط الضوء على الخلية من السطح العلوي يتكون فرق الجهد الفوتوفولتي الذي يؤدي إلى مرور تيار كهربي عند تحميل الخلية (شكل ٥ـــ١٦) . ويغطى السطح السفلي للخلية (المادة p) بأكمله بطبقة معدنية رقيقة تستخدم كنهاية توصيل للمادة الثقبية وهي نهاية التوصيل الموجبة أما السطح العلوي للخلية (المادة n) فتغطى منه شريحة رفيعة على أحد الأجناب بالطبقة المعدنية لإستخدامها كنهاية توصيل سالبة وذلك حتى تتعرض أكبر مساحة من هذا السطح للضوء الساقط . ولتحسين التوصيل الكهربي وتقليل عدد الثقوب التي يمكن أن تعيد إتحادها مع الإلكترونات في المنطقة n فإنه يتم عمل شبكة رفيعة من الغطاء المعدني بحيث يقسم السطح العلوي كما هو مبين في شكل ٥ـــ١٥ . ويجب أن تكون



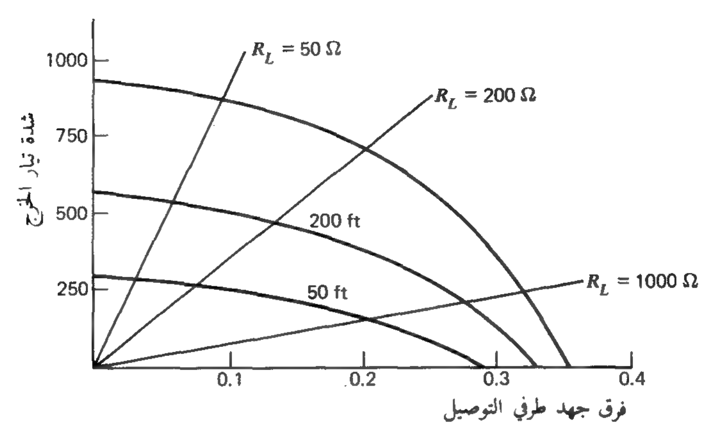
شكل ٥ـــ١٥



شكل ٥ـــ١٦

الشبكة المعدنية رفيعة جداً حتى تحقق أكبر تعرض لسطح الخلية للضوء . وبالنسبة للخلايا ذات المساحة الصغيرة فإنه يستغنى عن هذه الشبكة ويكتفى بالتوصيل عن طريق الشريحة الجانبية فقط .

ويبين شكل ٥ــ١٧ العلاقة بين التيار خلال مقاومة التحميل R_L وبين الجهد لأحد الخلايا الشمسية عند قيم مختلفة لشدة الضوء الساقط . ويلاحظ من هذا الشكل أن أقصى فرق جهد يتولد هو حوالي ٠,٣٥ فولت عندما تكون مقاومة التحميل ($R_L=\infty$) . في حين أن أقصى تيار يمكن أن يمر والدارة مغلقة (أي $R_L=0$) لا يتعدى عدة مللي أمبيرات . ويتضح من هذا الشكل أن الجهد أو التيار المتولد من خلية واحدة لا يكفي للتغذية بالقدرة الكهربية اللازمة . لذا يستخدم عدد كبير من هذه الخلايا توصل فيما بينها على التوالي (لزيادة الجهد) وعلى التوازي (لزيادة التيار) .

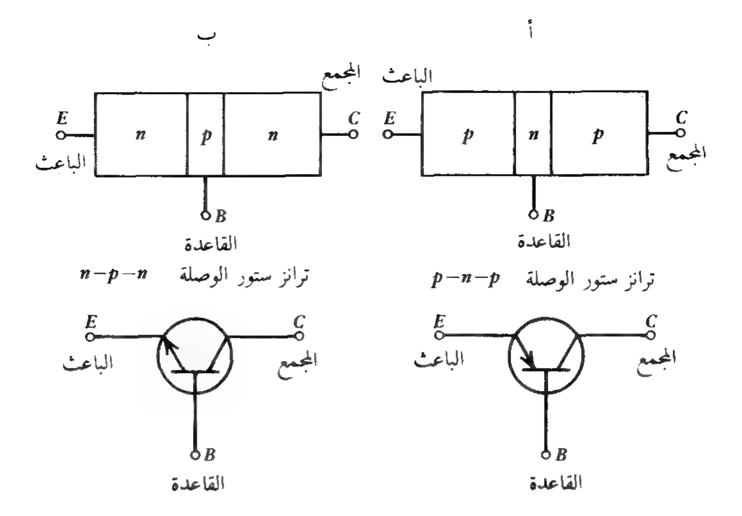


شكل ٥ــ١٧

٥ــ١٢ ترانزستور الوصلة

يتكون الترانزستور من قطعة واحدة من الجرمانيوم أو السليكون مقسمة إلى ثلاث مناطق ذات نوعية مختلفة بحيث تكون المنطقة الوسطى من نوع معين والمنطقتان الطرفيتان من نوع آخر . فإذا كانت المنطقة الوسطى من النوع الإلكتروني تكون المنطقتان الطرفيتان من النوع الثقبي (شكل ٥ــ١٨ أ) ويسمى الترانزستور في هذه الحالة بالوصلة $p–n–p$ أما إذا كانت المنطقة الوسطى من النوع الثقبي تكون المنطقتان الطرفيتان من النوع الإلكتروني (شكل ٥ــ١٨ ب) ويسمى الترانزستور في هذه الحالة بالوصلة $n–p–n$. وتسمى المنطقة الوسطى في كلا الحالتين بالقاعدة Base . أما المنطقتان الطرفيتان فتسمى إحداها بالباعث Emitter والأخرى بالمجمع Collector ويرمز للترانزستور عند أستخدامه كعنصر من عناصر الدارة الإلكترونية بالرمز المبين في الشكل ٥ــ١٨ ج أو ٥ــ١٨ د إذا كان من النوع $p–n–p$ أو $n–p–n$ بالتتابع . ولتحديد الباعث يرسم عليه سهم يشير الى إتجاه التيار عندما يكون ملتقى الباعث ــ قاعدة محيزاً تحييزاً مباشراً (أي عندما يمر تيار مباشر بين الباعث والقاعدة) ويتضح من هذا الشكل أن إتجاه التيار في الترانزستور $p–n–p$ يكون من الباعث إلى القاعدة (أي في إتجاه حركة الثقوب) . أما بالنسبة للترانزستور $n–p–n$ فيكون إتجاه التيار خارجاً من القاعدة إلى الباعث (أي عكس إتجاه حركة الإلكترونات) .

وعموماً يكون حجم الترانزستور صغيراً ويوضع داخل حافظة من البلاستيك أو المعدن محكمة القفل حتى لا يتعرض للرطوبة والعوامل الجوية الأخرى. وتتميز منطقة الباعث في كلا النوعين بتوصيلية عالية أي بنسبة تركيز

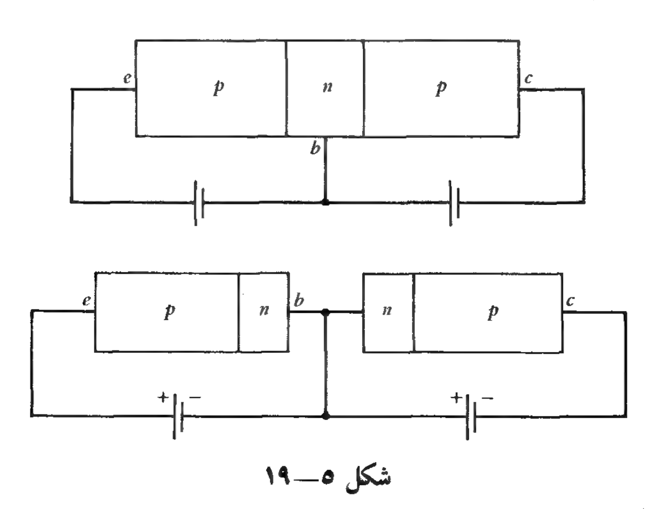


شكل ٥ــ١٨

عالية للشوائب ، في حين يتميز المجمع بتوصيلية ضعيفة أى بنسبة تركيز منخفضة للشوائب . أما القاعدة فتتميز بتوصيلية متوسطة ويكون عرضها صغير جداً (وقد رسمت مكبرة لغرض الإيضاح)·ويجب أن يكون عرض القاعدة أقل من متوسط الممر الحر (طول الإنتشار) للحاملات الأقلية فيها . ولما كان طول الإنتشار في حدود 10^{-1} سم فإنه يجب أن يكون عرض القاعدة في حدود 10^{-3} سم .

٥ــ١٣ تحييز الترانزستور The Transistor Biasing

سوف تقصر المناقشة على ترانزستور الوصلة $p–n–p$ أما بالنسبة للترانزستور $n–p–n$ فينطبق عليه نفس القول بعد تبديل دور كل من الإلكترونات والثقوب وكذلك تبديل إشارة الجهد اللازم للتحييز . وهكذا فإنه يمكن إعتبار أن ترانزستور الوصلة $p–n–p$ مكافئاً لثنائي وصلة $p–n$ يتبعه ثنائي آخر $n–p$ (شكل ٥ــ١٩) وذلك لإمكان إستخدام نفس النظريات والعلاقات الخاصة بثنائي الوصلة . لذا فإنه يلزم إستخدام منبعي جهد



شكل ٥ــ١٩

لتحييز الترانزستور . فإذا كان جهد المنبعين مساوياً للصفر يحدث الإتزان الديناميكي في كل من ملتقى الباعث — قاعدة وملتقى القاعدة — مجمع ، وتكون التيارات المارة عبر هذين الملتقيين مساوية للصفر . وبالتالي تكون تيارات كل من الباعث والقاعدة والمجمع مساوية للصفر . وعند إستخدام الترانزستور كعنصر في الدارات الإلكترونية ، يكون تحييز ملتقى الباعث — قاعدة تحييزاً مباشراً في حين يحيز ملتقى المجمع قاعدة تحييزاً عكسياً (كالمبين في (شكل ٥ — ١٩) ويقال في هذه الحالة إن الترانزستور محيز في المنطقة النشطة .

٥ — ١٤ مركبات التيار في الترانزستور

Transistor Current Components

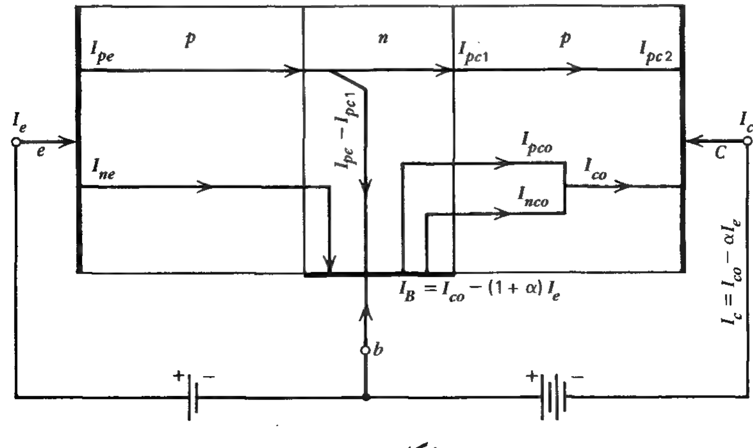
عند تحييز ملتقى الباعث قاعدة تحييزاً مباشراً يتكون تيار الباعث من مركبتين وهما المركبة الثقبية I_{pe} وتنتج عن إنتشار الثقوب من الباعث (المادة p) إلى القاعدة ، والمركبة الإلكترونية I_{ne} وتنتج عن إنتشار الإلكترونات من القاعدة (المادة n) إلى الباعث . ويكون تيار المركبتين في نفس الإتجاه كالمبين بالشكل ٥ — ٢٠ . وبذلك يكون تيار الباعث الكلي I_e عبارة عن مجموع هاتين المركبتين أي أن :

$$I_e = I_{pe} + I_{ne} \qquad (٥ — ٢٩)$$

ولما كان تركيز الحاملات الغالبية في الباعث أعلى بكثير من تركيزها في القاعدة (حيث أن نسبة الشوائب في الباعث أعلى بكثير منها في القاعدة) تكون المركبة الإلكترونية I_{ne} صغيرة جداً بالمقارنة بالمركبة الثقبية (بالنسبة للترانزستور (p–n–p)) أي أنه يمكن إعتبار أن

$$I_e \simeq I_{pe} \qquad (٥ — ٣٠)$$

ويجب ملاحظه أن المركبة الإلكترونية I_{ne} تمر في الدارة الصغرى المكونة من الباعث والقاعدة . أما الثقوب فتستمر في حركتها الإنسياقية بعد دخولها القاعدة . فإذا كان عرض القاعدة أقل بكثير من متوسط الممر الحر للثقوب فيها تمر معظم الثقوب عبر القاعدة وتصل إلى ملتقى المجمع — قاعدة دون أن تعيد إتحادها مع



شكل ٥ — ٢٠

الإلكترونات (وهي الحاملات الغالبية في القاعدة) مكونة بذلك تياراً مقدارمI_{pc1}عند هذا الملتقى الأخير. وأما الثقوب القليلة التي أعادت إتحادها مع إلكترونات القاعدة فإنها تؤدي إلى تكوين تيار مقداره $I_{pe}-I_{pc1}$ يمر في الدارة الصغرى بين الباعث والقاعدة (شكل ٥ — ٢٠) وتعتمد قيمة هذا التيار الأخير على كل من عرض القاعدة وتركيز الإلكترونات بها حيث تقل قيمته كلما قل عرض القاعدة وكلما قلت نسبة تركيز الإلكترونات بها والعكس صحيح. فإذا كان عرض القاعدة W ومتوسط الممر الحر للثقوب L_p وتحقق الشرط $W \ll L_p$ فإنه يمكن إعتبار أن

$$I_{pc1} \gg I_{pe} - I_{pc1} \qquad (٥ — ٣١)$$

أي أن

$$I_{pc1} \simeq I_{pe} \qquad (٥ — ٣٢)$$

وإذا أريد عمل ترانزستورات ذات أداء جيد فإنه يجب أن يكون عرض القاعدة ونسبة تركيز الشوائب فيها محققاً للعلاقة (٥ — ٣٢).

وحيث أن ملتقى المجمع قاعدة محيزاً تحييزاً عكسياً يكون المجال الكهربي الناتج في هذا الملتقى مجالاً معجلاً لهذه الثقوب فتزداد سرعتها عند عبوره ثم تستمر في تحركها كحاملات غالبية في منطقة المجمع إلى أن تصل لنهايته. فإذا كان جهد المجمع العكسي عالياً يمكن أن تكتسب هذه الثقوب طاقة حركة كبيرة أثناء عبورها ملتقى المجمع — قاعدة وتصبح بالتالي قادرة على توليد أزواج إلكترونية — ثقبية جديدة مما يؤدي إلى زيادة عدد الثقوب التي تصل إلى المجمع عن العدد الداخل من ملتقى المجمع قاعدة. فإذا كان التيار الثقبي الواصل لنهاية المجمع هو I_{pc2} فإنه يمكن إعتبار أن $I_{pc2} \gg I_{pc1}$ وذلك تبعاً لقيمة الجهد العكسي.

والآن نفرض أن دارة الباعث — قاعدة كانت مفتوحة (أي أن $I_p=0$) مع بقاء ملتقى المجمع. قاعدة محيزاً تحييزاً عكسيا. في هذه الحالة يمر في الثنائي المكون من المجمع والقاعدة تيار عكسي مكون من مركبتين إحداهما I_{nco} وهي ناتجة عن إنتشار الإلكترونات الأقلية من المجمع إلى القاعدة والأخرى I_{pco} وهي ناتجة عن إنتشار الثقوب الأقلية من القاعدة إلى المجمع. ولما كان إتجاه المركبتين واحداً فإنه ينتج عنها تيار عكسي I_{co} مقداره

$$-I_{co} = I_{pco} + I_{nco} \qquad (٥ — ٣٣)$$

وهذا التيار هو عبارة عن تيار التشبع العكسي وهو يمر في الدارة الصغرى المكونة من المجمع والقاعدة. أي أن تيار المجمع في هذه الحالة هو

$$I_c = I_{co} \qquad (٥ — ٣٤)$$

وعند إغلاق دارة الباعث — قاعدة يصبح التيار الكلي المار في المجمع هو

$$-I_c = I_{co} + I_{pc2} \qquad (٥ — ٣٥)$$

ولنتعرف الآن على بعض الخصائص المميزة للترانزستور :

ا — كفاءة الباعث (γ) **Emitter Efficiency**

كفاءة الباعث هي النسبة بين تيار الحاملات المحقونة من الباعث للقاعدة إلى التيار الكلي للباعث. أي

أنه في حالة ترانزستور الوصلة $p–n–p$ وعند أخذ العلاقتين (٥ــ ٢٩) ، (٥ــ ٣٠) في الإعتبار تكون كفاءة الباعث هي

$$\gamma \equiv \frac{I_{pe}}{I_e} = \frac{I_{pe}}{I_{pe}+I_{ne}} \leqslant 1 \qquad (٥ــ ٣٦)$$

وكلما كانت كفاءة الباعث قريبة من الواحد الصحيح كانت نوعية الترانزستور أفضل ولذا يجب أن يكون تركيز الشوائب في الباعث أعلى ما يمكن .

ب ــ معامل النقل β — Transport Factor

ويبين هذا المعامل نسبة الثقوب (في حالة ترانزستور الوصلة $p–n–p$) التي تعبر خلال القاعدة (دون إعادة الإتحاد مع الإلكترونات) إلى الثقوب التي حقنت للقاعدة من الباعث . وبالرجوع إلى شكل (٥ــ ٢٠) والعلاقة (٥ــ ٣١) يكون معامل النقل هو

$$\beta \equiv \frac{I_{pc1}}{I_{pe}} \leqslant 1 \qquad (٥ــ ٣٧)$$

وبنفس الأسلوب فكلما كان معامل النقل قريباً من الواحد الصحيح كانت نوعية الترانزستور أفضل .

جـ ــ معامل التضاعف δ — Multiplication Factor

وهو عبارة عن نسبة الثقوب (في حالة ترانزستور الوصلة $p–n–p$) التي تصل إلى نهاية المجمع إلى الثقوب التي تحقن من القاعدة . أي أن

$$\delta \equiv \frac{I_{pc2}}{I_{pc1}} \geqslant 1 \qquad (٥ــ ٣٨)$$

ويكون هذا المعامل مساوياً للواحد الصحيح عندما يكون جهد التحييز العكسي صغيرا . أما إذا زاد جهد التحييز العكسي يصبح هذا المعامل أكبر من الواحد الصحيح بقليل نتيجة تولد أزواج إلكترونية ثقبية جديدة .

د ــ معامل كسب التيار α — The Current Gain

هو عبارة عن نسبة تغير تيار المجمع بتغير تيار الباعث (عند بقاء تحييز المجمع قاعدة ثابتا) مأخوذة بإشارة سالبة أي

$$\alpha \equiv -\frac{(I_c - I_{co})}{I_e - 0} \qquad (٥ــ ٣٩)$$

وبإستخدام العلاقات (٥ــ ٣٥ــ ٣٨) نجد أن

$$-\alpha = \frac{I_{pc2}}{I_e} = \frac{I_{pc2}}{I_{pe1}} \times \frac{I_{pc1}}{I_{pe}} \times \frac{I_{pe}}{I_e} = \gamma\beta\delta \simeq 1 \qquad (٥ــ ٤٠)$$

ويعرف هذا المعامل بإسم معامل كسب التيار للنبضات الكبيرة للترانزستور ذات القاعدة المشتركة وهو عبارة عن حاصل ضرب كل من كفاءة الباعث ومعامل النقل ومعامل التضاعف وتكون قيمته العددية لمعظم الترانزستورات في حدود ٠,٨٥ــ٠,٩٨ وللمعامل α أهمية كبيرة في نظرية الترانزستورات وتعتمد قيمته على كل من تيار الباعث I_e وجهد المجمع العكسي ودرجة الحرارة . والإشارة السالبة تعني أنه ــ إذا كان تيار الباعث متجهاً الى الداخل يكون تيار المجمع متجهاً إلى خارج الترانزستور . وبالرجوع إلى العلاقة (٥ــ٣٥) نجد أن

$$I_c = I_{co} + I_{pc2} = I_{co} - \alpha I_e \qquad (٥ــ٤١)$$

ولما كان تيار التشبع العكسي I_{co} تياراً صغيراً جداً والمعامل α قريب من الواحد الصحيح فإنه يمكن إعتبار أن تيار المجمع مساوٍ تقريباً لتيار الباعث ، وهذا يعني أن تيار القاعدة صغير ويمكن إيجاد قيمته بإستخدام قانون كيرشهوف للتيار .

$$I_b + I_e - I_c = 0 \qquad (٥ــ٤٢)$$

أي أن

$$I_b = I_c - I_e = I_{co} - \alpha I_e - I_e = I_{co} - (1+\alpha) I_e \qquad (٥ــ٤٣)$$

وهكذا ثبت أن تيار القاعدة صغير جداً حيث أن المعامل $(1+\alpha) \ll 1$.

وجدير بالذكر أن الباعث في الترانزستور يلعب دور الكاثود في الصمام الثلاثي في حين تقوم القاعدة في الترانزستور بدور شبكة التحكم في الصمام . فالتغير في فرق الجهد بين الباعث والقاعده يؤدي إلى تغير تيار الباعث ، وينتقل هذا التغير بأكمله ــ تقريباً ــ إلى المجمع . أي أن القاعدة تتحكم في تيار المجمع مثلما تتحكم شبكة التحكم في تيار الأنود . ويتمثل الإختلاف في أن بعض الثقوب (في حالة ترانزستور الوصلة *p-n-p*) تعيد إتحادها في القاعدة فيؤدي هذا إلى سريان تيار قيمته $(1+\alpha)I_e$) في القاعدة .

أما المجمع في الترانزستور فيلعب دور الأنود في الصمام . وجدير بالذكر أن الجهد العكسي لملتقى المجمع ــ قاعدة لا يؤثر في تيار المجمع طالما كانت قيمته كبيرة بحيث يكون تيار التشبع العكسي قد وصل إلى قيمة التشبع . ويمكن إثبات أن تيار المجمع يعتمد على جهد المجمع العكسي طبقاً للعلاقة

$$I_c = I_{co}\left(i - \exp\frac{eV_c}{KT}\right) - \alpha I_e \qquad (٥ــ٤٤)$$

فإذا وصل الجهد إلى قيمة سالبة كبيرة (حوالي ٠,١٠ فولت) نجد أن الحد الأسي يصبح مساوياً للصفر ونحصل بالتالي على نفس العلاقة (٥ــ٤١) . وتعرف العلاقة (٥ــ٤٤) بالعلاقة العامة للترانزستور .

(يجدر الذكر بأن التيارات في الترانزستور سواء I_e ، I_b ، I_c تعتبر موجبة إذا كانت متجهة إلى داخل الترانزستور وسالبة إذا كان إتجاهها خارجاً من الترانزستور) .

٥ــ١٥ المميزات الإستاتيكية للترانزستور

Transistor Static Characteristics

يوجد في الترانزستورات ترابط بين أربعة متغيرات وهي (تيار المجمع I_c وفرق الجهد بين المجمع والقاعدة

V_{cb} وتيار الباعث I_e وفرق الجهد بين الباعث والقاعدة V_{eb} . وعموماً تصعب دراسة العلاقات بين هذه المتغيرات الاربعة في نفس الوقت . لذا فإنه يجب تثبيت متغيرين عند قيم محددة ودراسة علاقة المتغير الثالث بالمتغير الرابع .

ومن الجدير بالذكر أنه توجد طرق ثلاث لتوصيل الترانزستور في الدارة الإلكترونية التي تحتوي عادة على دارتين صغيرتين تعتبر إحداها بمثابة دارة الدخل the input والأخرى بمثابة دارة الخرج the output . فإذا كانت القاعدة مشتركة في الدارتين يسمى توصيل الترانزستور في هذه الحالة بالتوصيل ذات القاعدة المشتركة The Common-Base Configuration (CB) وإذا كان الباعث هو المشترك في الدارتين يكون التوصيل ذا باعث مشترك The Common-Emitter Configuration (CE) وأما الطريقة الثالثة فتعرف بالتوصيل ذات المجمع المشترك The Common-Collector Configuration (CC) وفيها يكون المجمع هو المشترك في الدارتين . وفي كل طريقة من الطرق الثلاث يمكن دراسة منحنيات الخواص (المميزات) الإستاتيكية للترانزستور وذلك بتقسيمها إلى مجموعتين . الأولى هي مجموعة منحنيات (مميزة) الخرج والثانية هي مميزة الدخل .

٥ ـــ ١٦ مميزة التوصيل بقاعدة مشتركة

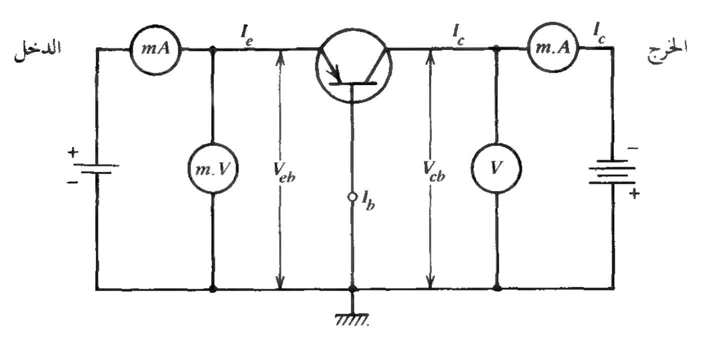
The Common-Base Characteristics

في هذه الحالة تكون القاعدة مشتركة بين دارة الدخل ودارة الخرج كالمبين في شكل ٥ ـــ ٢١ . وبالنظر للعلاقة ٥ ـــ ٤٤ يتضح أن تيار المجمع I_c (والذي يعتبر تيار الخرج) يمكن أن يحدد بمعرفة كل من تيار الباعث I_e (الذي يعتبر تيار الدخل) وجهد الخرج V_{cb} (فرق الجهد بين المجمع والقاعدة) . أي أنه يمكن إعتبار كل من I_c ، V_{cb} متغيرات مستقلة تؤثر على المتغير الثالث I_e . لذلك فإنه يمكن كتابة علاقة الخرج كالتالي

$$I_c = f_1 (V_{cb} \quad I_e) \qquad (٥ ـــ ٤٥)$$

كذلك فإنه يمكن إختيار كل V_{cb} ، I_e كمتغيرات مستقلة وتحديد كيفية إعتماد جهد الدخل V_{eb} عليها . أي أنه يمكن إعتبار أن العلاقة

$$V_{eb} = f_2 (V_{cb}, I_e) \qquad (٥ ـــ ٤٦)$$

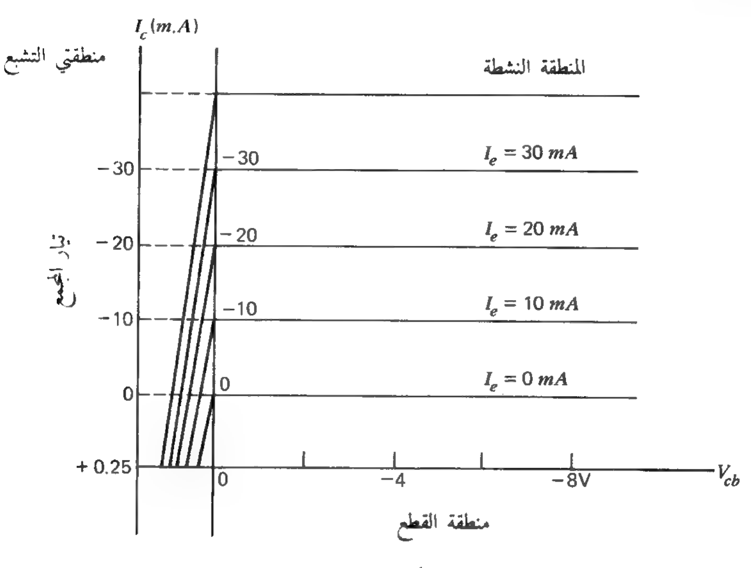


شكل ٥ ـــ ٢١

هي التي تحدد مميزة الدخل للترانزستور .

أ ـــ مميزة الخرج The Output Characteristics

يبين شكل ٥ ـــ ٢٢ مجموعة مميزة الخرج الإستاتيكية للترانزستور ذي القاعدة المشتركة وهي عبارة عن علاقة تيار المجمع بجهد المجمع قاعدة عند قيم مختلفة لتيار الباعث . ويجدر الذكر أن إتجاه كل من I_{co} ، I_c يكون سالباً للترانزستور p–n–p وموجباً للترانزستور n–p–n وتنقسم هذه المميزة إلى ثلاث مناطق متباينة هي .



شكل ٥ ـــ ٢٢

١ ـــ المنطقة النشطة

وهو المربع العلوي الأيمن من الشكل ٥ ـــ ٢٢ وفيه يكون ملتقى المجمع قاعدة محيزاً تحييزاً عكسياً في حين يكون ملتقى الباعث ـــ قاعدة محيزاً تحييزاً مباشرا . فإذا ما كان تيار الباعث مساوٍ للصفر $I_e = 0$ يكون تيار المجمع I_c صغيراً جداً ومساوياً لتيار التشبع العكسي $I_c = I_{co}$ (لا يتعدى عدة ميكروامبيرات للترانزستور الجرمانيومي وعدة نانوامبيرات للترانزستور السليكوني) . أما إذا كان تيار الباعث مساوٍ لقيمة معينة يمر الجزء الأكبر منه وهو $-\alpha I_e$ خلال المجمع وعندئذ تحدد العلاقة ٥ ـــ ٤١ تيار المجمع .

وهكذا نجد أنه في المنطقة النشطة يعتمد تيار المجمع على تيار الباعث إعتماداً كبيراً في حين يؤثر جهد المجمع في تيار المجمع تأثيراً ضعيفاً (لا يتعدى ٠,٥٪) بسبب تغير فروق الجهد في ملتقى المجمع ـــ قاعدة والذي يؤثر بدوره على المركبة الصغيرة لتيار الباعث . ولما كانت قيمة α قريبة من الواحد الصحيح ولكن أصغر منه يكون تيار المجمع دائماً أقل بقليل من تيار الباعث .

٢ ـــ منطقة التشبع

وهي المنطقة الواقعة على يسار محور تيار المجمع . ونجد في هذه المنطقة أن كلاً من ملتقى المجمع ـــ قاعدة

والباعث ــ قاعدة محيز تحييزاً مباشرا . فيؤدي ذلك إلى مرور تيارين في إتجاهين متضادين ، أحدهما هو تيار الباعث والآخر تيار المجمع (حيث يعمل المجمع كالباعث تماما) . بذلك يصبح التيار المار خلال المجمع هو عبارة عن الفرق بين هذين التيارين . فإذا كان جهد المجمع المباشر كبيراً فإنه يمكن أن يصبح تيار المجمع المباشر أكبر من تيار الباعث المباشر . وبالتالي يغير تيار المجمع إتجاهه وتصبح قيمته موجبه .

٣ــ منطقة القطع

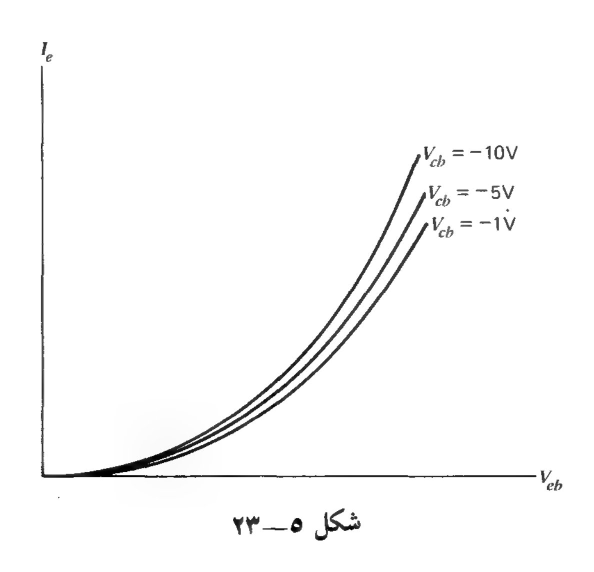
وهي المنطقة الواقعة تحت محور I_e حيث يكون تحييز كل من ملتقى المجمع ــ قاعدة وملتقى الباعث ــ قاعدة تحييزاً عكسيا . وبالتالي يكون تيار كل من الباعث والمحمع عبارة عن تيار التشبع العكسي .

ب ــ مميزة الدخل The Input Characteristics

وهي عبارة عن علاقة تيار الباعث بفرق الجهد بين ملتقى الباعث ــ قاعدة عند قيم مختلفة لجهد المجمع العكسي . وهي لا تختلف من حيث المبدأ عن مميزة الثنائي شبه الموصل إلا في وجود عدة منحنيات تمثل قيماً مختلفة لجهد التحييز العكسي للمجمع . ويلاحظ أنه بزيادة جهد التحييز العكسي يقل تيار الباعث وذلك بسبب نقص عرض المنطقة الفعالة من القاعدة والتي تحتوي على الحاملات الحرة مما يؤدي إلى نقص الحاملات الغالبية وزيادة الحاملات الأقلية في القاعدة وتعرف هذه الظاهرة باسم ظاهرة «إيرلي» early ، ويبين شكل ٥ــ٢٣ مجموعة مميزة الدخل للترانزستور ذي القاعدة المشتركة .

٥ــ١٧ بارامترات الترانزستور عند التوصيل بقاعدة مشتركة
Transistor CB Parameters

تستخدم مجموعتي مميزة الترانزستور عند التوصيل بقاعدة مشتركة في تحديد عدة بارامترات تعبر عن العلاقة بين المتغيرات المختلفة . وهذه البارامترات هي



شكل ٥ــ٢٣

أ ــ مقاومة المجمع r_c

وهو عبارة عن مقلوب معدل تغير تيار المجمع بتغير جهد المجمع ــ قاعدة عند بقاء تيار الباعث ثابتاً أي أن

$$r_c=\frac{\Delta V_{cb}}{\Delta I_c}\Bigg|_{I_e=\text{const.}}=\frac{\partial V_{cb}}{\partial I_c} \qquad (٥ــ٤٧)$$

وتحدد هذه المقاومة من مجموعة مميزة الخرج ، وتكون قيمتها عالية (حوالي ١ ميحا أوم) حيث أنها تمثل المقاومة العكسية للثنائي مجمع ــ قاعدة .

ب ــ معامل كسب التيار α,

وهو عبارة عن معدل تغير تيار المجمع بتغير تيار الباعث مع بقاء جهد المجمع ــ قاعدة ثابتاً أي أن

$$\alpha=\frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}\Bigg|_{V_{cb}=\text{const}}=\frac{\partial I_c}{\partial I_e} \qquad (٥ــ٤٨)$$

جـ ــ مقاومة الباعث r_e

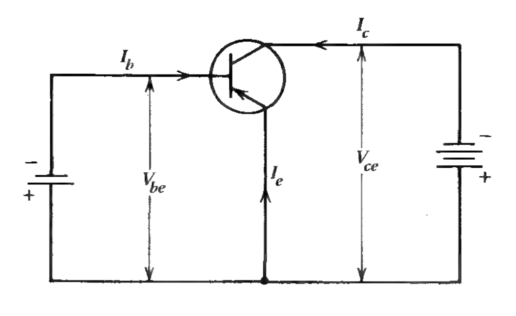
وهي عبارة عن مقلوب معدل تغير تيار الباعث بتغير جهد الباعث ــ قاعدة مع بقاء جهد المجمع ــ قاعدة ثابتاً أي أن

$$r_e=\frac{\Delta V_{eb}}{\Delta I_e}\Bigg|_{V_{cb}\ \text{const}}=\frac{\partial V_{eb}}{\partial I_e} \qquad (٥ــ٤٩)$$

وتحدد هذه المقاومة من مجموعة مميزة الدخل وتعتمد إعتماد كبيراً على تيار الباعث وتكون قيمتها عادة صغيرة حيث أنها تعتبر بمثابة المقاومة المباشرة للثنائي باعث ــ قاعدة .

٥ ــ ١٨ مميزة التوصيل بباعث مشترك
The Common-Emitter Characteristics

في معظم الدارات الإلكترونية يفضل توصيل الباعث كطرف مشترك بين دارة الدخل ودارة الخرج لما لهذا التوصيل من مميزات كثيرة بالمقارنة بالتوصيل بالقاعدة المشترك . وأهم هذه المميزات هي إمكانية إستخدام الترانزستور كمكبر للتيار ، وزيادة إستقرار تشغيله بالنسبة لتغير جهود التحييز أو درجة الحرارة . ويعرف التوصيل في هذه الحالة والمبين في شكل ٥ ــ ٢٤ بالتوصيل ذي الباعث المشترك ويجدر الذكر أن الترانزستور يجب أن يبقى محيزاً في المنطقة النشطة (أي يكون الباعث موجباً بالنسبة للقاعدة والمجمع سالباً بالنسبة للقاعدة وذلك للترانزستور *p-n-p*. وعند التوصيل بالباعث المشترك تصبح المتغيرات الأربعة هي تيار القاعدة I_b وجهد القاعدة ــ باعث V_{be} (وهي متغيرات دارة الدخل) وتيار المجمع I_c وجهد المجمع ــ باعث V_{ce} (وهي متغيرات



شكل ٥ــ ٢٤

دارة الخرج) وبنفس الأسلوب فإنه يمكن إعتباركل من V_{ce} ، I_b متغيرات مستقلة في حين تعتبركل من V_{be} ، I_c متغيرات تابعة أي أن

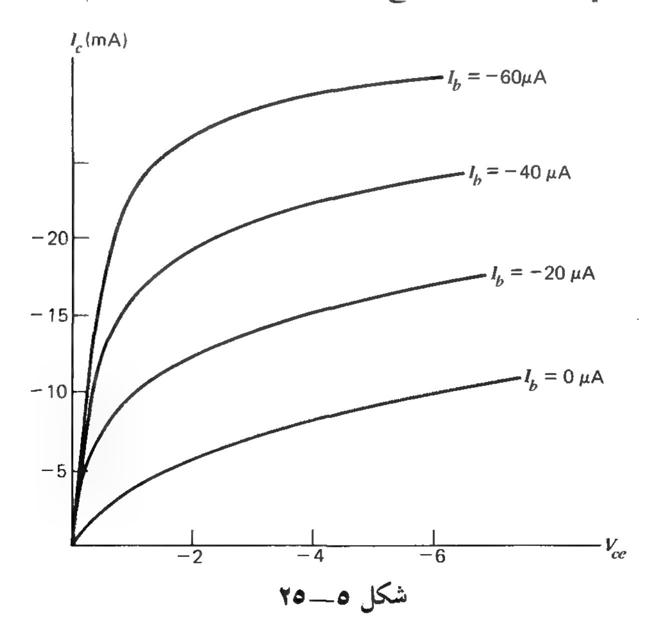
$$V_{be}=f_1(V_{ce}, I_b) \quad (٥ــ٥٠)$$

$$I_c=f_2(V_{ce}, I_b) \quad (٥ــ٥١)$$

وتمثل العلاقة (٥ــ٥١) مميزة الخرج للترانزستور ذي الباعث المشترك في حين تمثل العلاقة (٥ــ٥٠) مميزة الدخل له .

أ ــ مميزة الخرج للتوصيل بباعث مشترك The CE Output Characteristics

يبين شكل (٥ــ٢٥) مميزة الخرج لتوصيل الترانزستور بباعث مشترك . وهذه المميزة هي عبارة عن علاقة تيار المجمع (بالمللي أمبير) I_c بجهد المجمع . باعث V_{ce} (بالفولت) عند قيم مختلفة لتيار القاعدة I_b

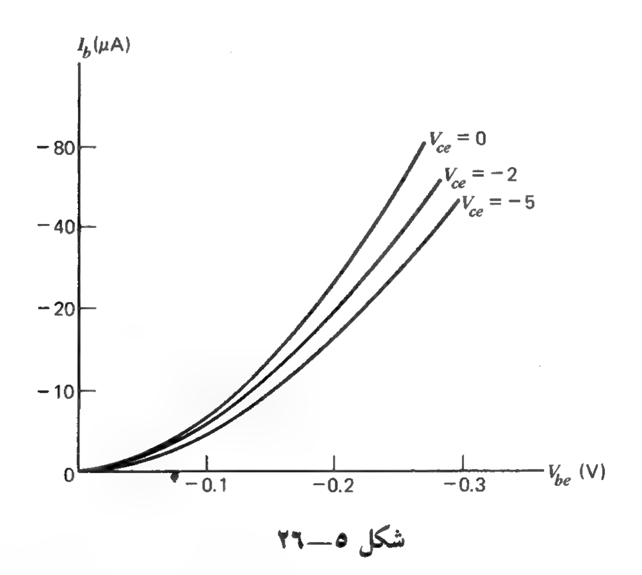


شكل ٥ــ ٢٥

(بالميكروأمبير) ويظهر من هذه المنحنيات أن تيار المجمع لا يعتمد كثيراً على جهد المجمع- باعث وإنما يعتمد بالدرجة الأولى على تيار القاعدة . ويلاحظ أن ميل المنحنيات أكثر وضوحاً عما هو بالنسبة لتوصيل الترانزستور بقاعدة مشتركة . وتعتبر مميزة الخرج للتوصيل بباعث مشترك أكثر حساسية من مميزة الخرج للتوصيل بقاعدة مشتركة مما يؤدي إلى إمكان تحديد تيار القاعدة مباشرة من المميزة بدلاً من تحديده حسابياً في حالة القاعدة المشتركة .

ب ــ مميزة الدخل للتوصيل بباعث مشترك — The CE Input Characteristics

وهي عبارة عن علاقة تيار القاعدة (بالميكروامبير) بجهد القاعدة ــ باعث V_{be} (بالمللي فولت) عند قيم مختلفة لجهد المجمع ــ باعث V_{ce} (بالفولت) . ويلاحظ من الشكل (٥ ــ ٢٦) الذي يوضح صورة مميزة الدخل أن تيار القاعدة يتأثر تأثراً ضعيفاً بتغير جهد المجمع ــ باعث في حين يلعب V_{be} الدور الرئيسي في تحديد قيمة هذا التيار . ويرجع السبب في تغير تيار القاعدة بتغير جهد المجمع العكسي إلى ظاهرة «إيرلي»



شكل ٥ ــ ٢٦

٥ ــ ١٩ بارامترات الترانزستور عند التوصيل بباعث مشترك

Transistor (CE) Parameters

يلاحظ عند توصيل الترانزستور بباعث مشترك أن تيار الدخل هو تيار القاعدة وليس تيار الباعث . لذا يجب تحديد تيار المجمع كدالة من تيار القاعدة . وبإستخدام العلاقتين (٥ ــ ٤١) ، (٥ ــ ٤٣) فإنه يمكن إيجاد تيار المجمع في الشكل الآتي :

$$I_c = \frac{\alpha I_b}{1-|\alpha|} + \frac{I_{co}}{1-|\alpha|} \qquad (٥ ــ ٥٢)$$

فإذا كان $I_b = 0$ نجد أن

$$I_c = -\frac{I_{co}}{l-|\alpha|} \qquad (٥ ــ ٥٣)$$

وهكذا نجد أن توصيل الترانزستور بباعث مشترك يؤدي إلى تكبير تيار التشبع العكسي لملتقى المجمع – قاعدة بمقدار $1/1-\alpha$, مره . فإذا كان المعامل α للترانزستور مساو ٠,٩٥ وكان تيار التشبع I_{co} مساوٍ ٥ ميكروامبير (في حين تيار القاعدة مساو– للصفر) فإننا نجد أن تيار المجمع $I_c = 0.1\ \text{mA}$.

ويدل هذا على مدى تأثير تيار التشبع العكسي (الذي يعتمد أساساً على درجة الحرارة) على تيار المجمع في حالة التوصيل بباعث مشترك . وسوف يتضح فيما بعد كيفية إستقرار تشغيل الترانزستور الموصل بباعث مشترك بالنسبة لتغير درجة الحرارة . كذلك يلاحظ أن أي تغير في تيار القاعدة ينعكس على المجمع مكبراً بمقدار $|\alpha|/1-|\alpha|$, مرة $(|\alpha|/|-|\alpha| \gg 1)$. ويوضح هذا دور توصيل الترانزستور بباعث مشترك بغرض تكبير تيار الدخل .

ويعتبر المعامل $|\alpha|/1-|\alpha|$ بارامتراً هاماً لتوصيل الترانزستور بباعث مشترك ويعرف بإسم معامل تكبير التيار للترانزستور بباعث مشترك .

معامل تكبير التيار β, :

وهو عبارة عن معدل تغير تيار المجمع بتغير تيار القاعدة عند بقاء جهد المجمع — باعث ثابتاً . أي أن

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}\Bigg|_{V_{ce}=\text{const}} = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} = \frac{\alpha}{1-|\alpha|} \qquad (٥—٥٤)$$

معامل الإستقرار Stability Factor : S

وهو عبارة عن معدل تغير تيار المجمع بتغير تيار التشبع العكسي . أي أن

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial I_{co}} = \frac{1}{1-|\alpha|} \qquad (٥—٥٥)$$

ويعكس هذا المعامل كيفية تأثر تيار المجمع وعدم إستقراره بتغير درجة الحرارة .

أسئلة

١ — إرسم منحنى يبين توزيع الشحنة والمجال الكهربي في ثنائي الوصلة . أذكر مما تتكون هذه الشحنة ؟

٢ — ما هي القيمة التقريبية لعرض منطقة الشحنة الفراغية. وما هي العوامل المؤثرة على هذه القيمة .

٣ — هل يزداد أم يقل عرض منطقة الشحنة الفراغية عند تحييزٍ ثنائي الوصلة تحييزاً عكسيا ؟ كيف يتأثر المجال الكهربي للملتقى بالجهد العكسي ؟

٤ — إرسم مخططاً يبين كيفية توزيع حاملات الشحنة في ثنائي الوصلة ؟

٥ — أوجد كثافة التيار المباشر لثنائي الوصلة ؟

٦ — أوجد قيمة تيار التشبع لثنائي الوصلة . وما هي العلاقة بينه وبين التيار المباشر؟

٧ — ما هو التيار العكسي في الثنائي شبه الموصل . وما هي العوامل المؤثرة في قيمته ؟

٨ — كيف يتأثر التيار العكسي بتغير درجة الحرارة ؟

٩ — إرسم منحنى الخواص الإستاتيكية لثنائي الوصلة وإشرح كيفية تغير التيار كدالة من الجهد المباشر والعكسي بالنسبة للأجزاء المختلفة من المنحنى ؟

١٠ — عرف كل من ثنائي زنر والثنائي متغير السعة . إشرح كيفية عمل كل منها ؟
١١ — ما هي أهم بارامترات الثنائي شبه الموصل ؟
١٢ — عرف كل من المقاومة المباشرة والعكسية ومقاومة زنر لثنائي الوصلة . وكيف يمكن تحديدها عمليا . أذكر القيم التقريبية لهذه المقاومات ؟
١٣ — إرسم الدارة الرمزية لنوعي الترانزستور مبيناً إتجاه التيار في كل منها ؟
١٤ — بين الفرق بين مناطق الترانزستور الثلاث .
١٥ — كيف يحيز الترانزستور في المنطقة النشطة ؟
١٦ — بين بإستخدام الرسم مركبات التيار في الترانزستور . وما هو أصل كل من هذه المركبات ؟
١٧ — عرف كل من كفاءة الباعث ومعامل النقل ومعامل التضاعف . وما القيمة التقريبية لكل منها واشرح كيفية إرتباط هذه القيم بخصائص مناطق الترانزستور ؟
١٨ — عرف معامل كسب التيار في الترانزستور ذي القاعدة المشتركة . وما هي قيمته التقريبية مع ذكر العوامل المؤثرة على هذه القيمة ؟
١٩ — أوجد قيمة تيار المجمع بدلالة تيار الباعث للترانزستور ذي القاعدة المشتركة .
٢٠ — ترانزستور من النوع p–n–p محيز في المنطقة النشطة . ما هي إشارة كل من تيار الباعث والمجمع والقاعدة وجهد الباعث قاعدة والمجمع قاعدة ؟
٢١ — إرسم مجموعة مميزة الخرج لترانزستور موصلاً بقاعدة مشتركة . ما هي خصائص المناطق الثلاث للمميزة . إشرح شكل المنحنيات ؟
٢٢ — إرسم مجموعة مميزة الدخل لترانزستور موصلاً بقاعدة مشتركة مع شرح المنحنيات .
٢٣ — ما هي أهم بارامترات الترانزستور الموصل بقاعدة مشتركة . وكيف يمكن تحديدها عمليا .
٢٤ — إرسم دارة لترانزستور موصلاً بباعث مشترك . أذكر بعض مزايا التوصيل بباعث مشترك .
٢٥ — إرسم مجموعة مميزة الخرج لترانزستور موصلاً بباعث مشترك . قارن بين هذه المجموعة ومجموعة الخرج للقاعدة المشتركة .
٢٦ — ما هي أهم بارامترات الترانزستور ذي الباعث المشترك . أوجد تيار المجمع للترانزستور الموصل بباعث مشترك .
٢٧ — إشرح كيفية تأثير الحرارة على تيار المجمع في حالة توصيل الترانزستور بباعث مشترك .
٢٨ — عرف الثنائي الضوئي شبه الموصل . وإشرح مميزته الفولت — أمبيرية .
٢٩ — كيف يعتمد تيار الثنائي الضوئي شبه الموصل على بعد الإضاءة عن الملتق ؟
٣٠ — ما هو الأثر الفوتوفولتي ؟ إشرح كيف يتولد الجهد الفوتوفولتي . وما هي القيمة القصوى لهذا الجهد ؟
٣١ — إشرح بالتفصيل تركيب الخلية الشمسية وكيفية عملها .
٣٢ — إذا كان تيار التشبع العكسي لثنائي هو ٥ ميكرو أمبير . أحسب قيمة التيار المباشر لهذا الثنائي عندما تكون قيم الجهد المباشر هي ٠,١ ، ٠,٢ ، ٠,٤ ، فولت .
٣٣ — إحسب قيمة الجهد العكسي الذي يصبح عنده التيار العكسي مساوياً ٩٠٪ من قيمة تيار التشبع العكسي لثنائي من الجرمانيوم عند درجة حرارة الغرفة .
٣٤ — بإعتبار أن مميزة الثنائي محددة بعلاقة خطية (شكل ٥ — ٩) . احسب التيار المباشر المار خلال ثنائي موصل على التوالي بمقاومة ١٠٠ أوم . ومنبع جهد ١٠ فولت إذا علمت أن $V_\gamma = 0.2$ وأن r_f للثنائي = ٢٥ أوم .

٣٥ ــ ثنائي سليكوني يعمل عند جهد مباشر مقداره ٠,٥ فولت وعند درجة حرارة ٢٥° م . إحسب قيمة الزيادة في التيار عند ٥٠° م .

٣٦ ــ أوجد قيمة معاملة كسب التيار α, عند توصيل الترانزستورات بقاعدة مشتركة إذا علمت أن معامل تكبير التيار β لهذه الترانزستورات هي ٥٠ ، ١٠٠ ، ١٢٥ ، ١٥٠ ، ١٨٥ .

٣٧ ــ أوجد قيمة β للترانزستورات التي تتميز بقيم α التالية

0.995 , 0.990 , 0.98 , 0.97 و 0.95

٣٨ ــ إذا كان تيار القاعدة في ترانزستور عبارة عن ٢٠ ميكرو أمبير عندما كان تيار الباعث ٦,٤ ميللي أمبير . أوجد قيمة كل من α ، β لهذا الترانزستور .

الباب السادس

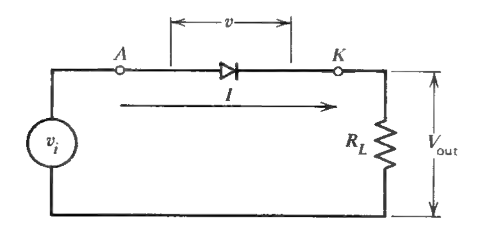
بعض إستخدامات الثنائيات في الدارات الإلكترونية

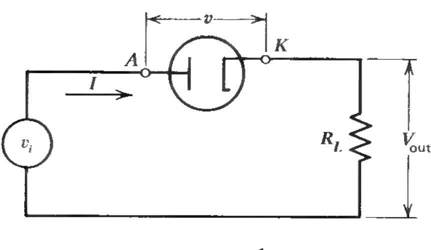
Application of Diodes in Some Electronic Circuits

تستخدم الثنائيات سواء المجهزة من أشباه الموصلات أو الثنائيات المفرغة كعنصر أساس في دارات التقويم Rectification Circuits والتحديد Clipping Circuits والمقارنة Comparison والكشف Detection عن الموجات اللاسلكية ولأغراض أخرى عديدة . وتستخدم أنواع أخرى من الثنائيات مثل ثنائي زنر أو الثنائي الغازي كعنصر أساسي في دارات إقرار الجهد . كما توجد أنواع أخرى من الثنائيات شبه الموصلة ذات خصائص معينة تستخدم لأغراض محددة . وسوف يكتفى في هذا الباب بالتعرف على إستخدام الثنائيات في التقويم والتحديد والمقارنة وإقرار الجهود المستمرة .

٦ــ ١ الدارة الأساسية للثنائي ومميزته الديناميكية

تتكون الدارة الأساسية للثنائي والمبينة بالشكل ٦ــ ١ من عناصر أساسية ثلاث وهي الثنائي ذاته ومقاومة التحميل R_L ومنبع جهد الدخل v_i (بخلاف منبع جهد تغذية الثنائي ومنبع جهد الفتيل في حالة الثنائيات المفرغة) .



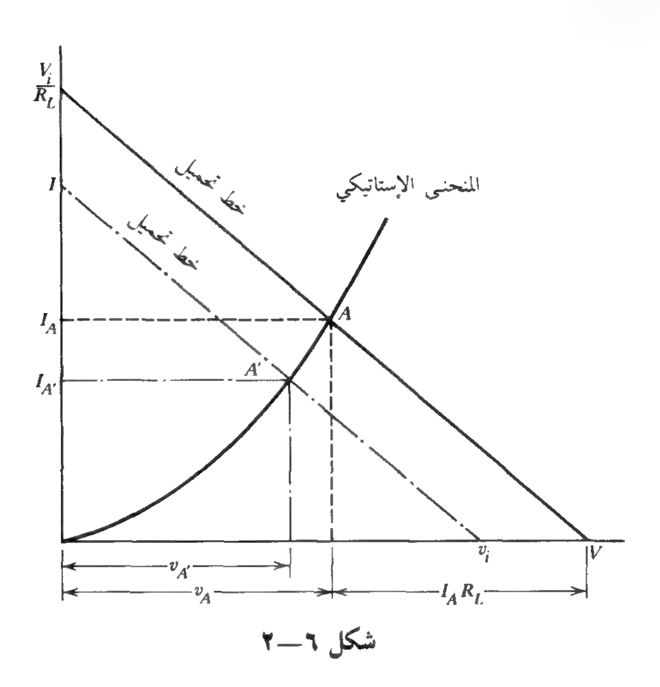


شكل ٦ــ ١ .

ونتيجة لوجود مقاومة التحميل R_L فإن التيار الخطي I المار خلال الثنائي لم يعد يعتمد على قيمة فرق الجهد v على الثنائي فحسب وإنما يعتمد كذلك على قيمة مقاومة التحميل . فعند تطبيق قانون كيرشهوف للجهد على هذه الدارة نجد أن فرق الجهد الواقع على الثنائي v يمكن تحديده من العلاقة

$$v_i = v + IR_L \qquad (٦ــ١)$$

وهي لا تكفي لتحديد قيمة كل من v ، I . لذا تستخدم علاقة أخرى بين كل من v ، I وهي المميزة الإستاتيكية Static Characteristic للثنائي شكل ٦ــ٢ .

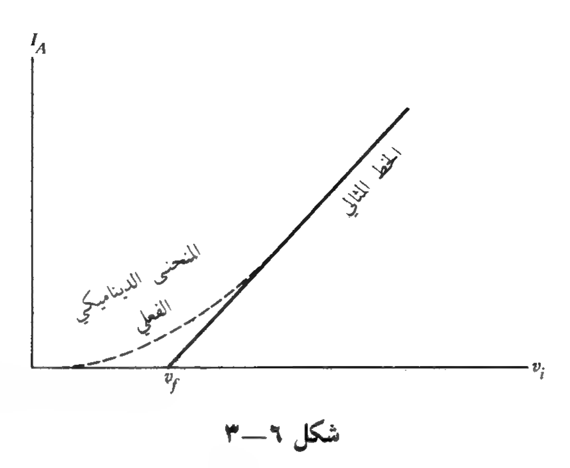


شكل ٦ــ٢

المميزة الديناميكية

لعمل المنحنى الديناميكي (المميزة الديناميكية) يرسم ما يعرف بخط التحميل Load Line والمعطى بالعلاقة (٦ــ١) على المميزة الإستاتيكية (شكل ٦ــ٢) . ويلاحظ أن هذا الخط يتقاطع مع محور التيار عندما يكون $v=0$ أي عند $I=v_i/R_L$ كما يتقاطع مع محور الجهد عندما يكون $I=0$ أي $v=v_i$ ويتقاطع خط التحميل مع المميزة الإستاتيكية عند النقطة A ويمكن بذلك تحديد قيمة التيار المار خلال الدارة في هذه الظروف وهو التيار I_A ويكون فرق الجهد الواقع على الثنائي هو V_A والواقع على مقاومة التحميل هو $I_A R_L$. وعند تغير جهد الدخل v_i يتغير تبعاً لذلك خط التحميل فعند إنخفاض جهد الدخل يصبح خط التحميل كالمبين بالخط المنقوط على الشكل ويتقاطع مع المميزة الإستاتيكية في النقطة A' عندئذ يصبح التيار المار خلال الثنائي هو $I_{A'}$ وفرق الجهد الواقع على الثنائي هو $V_{A'}$ وهكذا يمكن تكرار نفس العملية ورسم خطوط التحميل لقيم مختلفة لجهود الدخل وتحديد قيمة التيار المار خلال الثنائي في كل مرة . (وجدير بالذكر أن خطوط التحميل المختلفة تكون متوازية طالما كانت مقاومة التحميل ثابتة حيث أن ميل الخط عبارة عن $-1/R_L$. أما إذا تغيرت قيمة مقاومة التحميل فيختلف ميل الخطوط) . ثم ترسم بعد ذلك العلاقة بين التيار المار خلال الثنائي I وبين جهد

الدخل v_i لقيمة مقاومة التحميل R_L المحددة وتعرف هذه العلاقة بالمميزة الديناميكية للثنائي. فإذا تغيرت مقاومة التحميل فإنه يجب رسم المميزة الديناميكية للمقاومة الجديدة. ويبين (شكل ٦ ــ ٣) صورة المميزة الديناميكية للثنائي.

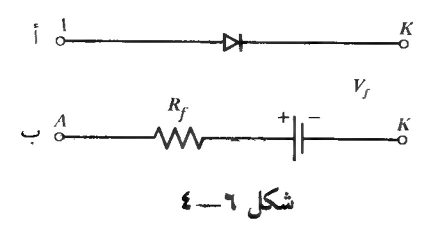


شكل ٦ ــ ٣

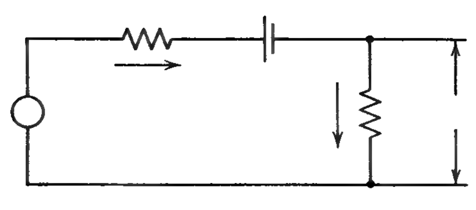
مميزة الإنتقال — The Transfer characteristic

مميزة الإنتقال للثنائي هي عبارة عن علاقة جهد الخرج V_{out} بجهد الدخل v_i ولما كان جهد الخرج $V_{out}=IR_L$ فإن مميزة الإنتقال لا تختلف عن المنحنى الديناميكي من حيث الشكل. ويلاحظ أن التيار I_A, خلال الثنائي ــ يكون قريباً من الصفر عند القيم الصغيرة للجهد المباشر. كما أن علاقة التيار بجهد الدخل تختلف عن العلاقة الخطية في الجزء السفلي من المنحنى. ومع ذلك فإنه للسهولة يمكن إعتبار الثنائي عنصراً مثالياً يتميز بعلاقة ديناميكية خطية كالمبينة على الشكل ٦ ــ ٣. في هذه الحالة يمر التيار في الثنائي إذا كان جهد الدخل أعلى من قيمة معينة V_f تعرف بإسم جهد القطع الأمامي Forward cut in voltage وتعتمد قيمة التيار على جهد الدخل إعتماداً خطيا. أما إذا قل جهد الدخل المباشر عن V_f يكون التيار عبر الثنائي مساوياً للصفر. وهكذا فإنه يمكن النظر إلى الثنائي على أنه يكافيء مقاومة مباشرة R_f (في حالة الجهد المباشر) متصلة على التوالي بمصدر جهد عكسي V_f (شكل ٦ ــ ٤). وتعرف الدارة المبينة في شكل ٦ ــ ٤ ب بالدارة المكافئة للثنائي عند التحييز المباشر.

ولفهم كيفية عمل الثنائي كعنصر أساسي في الدارة الإلكترونية فإنه يمكن إعادة رسم شكل ٦ ــ ١ بإستخدام الدارة المكافئة للثنائي فتصبح كالمبين في شكل ٦ ــ ٥ فإذا كان جهد الدخل v_i متردداً ومحدداً بالعلاقة $v_i=V_{max}\sin\omega t$ حيث $\omega=2\pi f$ فإنه يمكن إيجاد قيمة كل من التيار المار خلال الثنائي وجهد الخرج V_{out}. فإذا كان $v_i>V_f$ يكون التيار المار خلال الثنائي هو



شكل ٦ ــ ٤



شكل ٦—٥

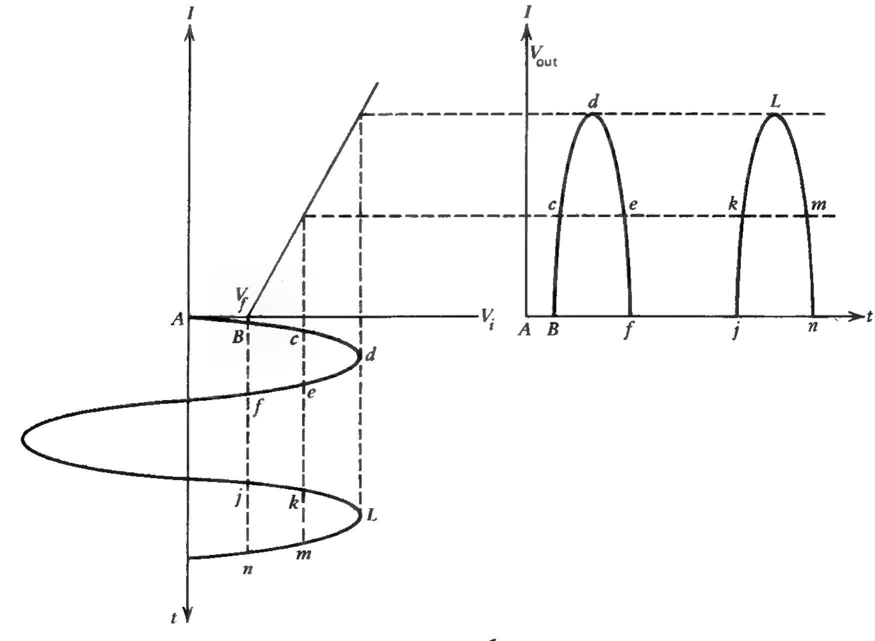
$$I = \frac{V_{max}\sin\omega t - V_f}{R_f + R_L} \qquad (٦—٣)$$

أما إذا كان $v_i < V_f$ يكون التيار I, مساوياً للصفر . وبالتالي فإن جهد الخرج V_{out}

$$V_{out} = IR_L = \frac{R_L}{R_f + R_L}(V_{max}\sin\omega t - V_f) \qquad (٦—٤)$$

عندما يكون جهد الدخل $V_f < v_i$ ويكون مساوياً للصفر في الحالات الأخرى .

ويمكن الحصول على نفس النتيجة بيانياً وذلك بإستخدام المنحنى الديناميكي المثالي للثنائي . ولهذا الغرض يرسم جهد الدخل كدالة من الزمن t بحيث يكون محور الزمن على إمتداد محور التيار وإلى أسفل (شكل ٦—٦) وبذلك يمكن إيجاد القيم اللحظية للتيار . ويلاحظ أن التيار يمر خلال الثنائي عند الأزمنة المحصورة بين النقط B ؛ c ، d ، e ، f ثم ينقطع التيار ويعود فيمر عند النقط j ، k ، L ، m ، n . وهكذا نجد أن التيار يمر فقط عندما يكون جهد الدخل $V_f < v_i$. وهكذا لا يظهر جهد الدخل بأكمله على المخرج وإنما يظهر منه الجزء الذي تتحقق عنده العلاقة $V_f < v_i$. وجدير بالذكر أنه قد حدث إختلاف في الطور بين جهد الخرج

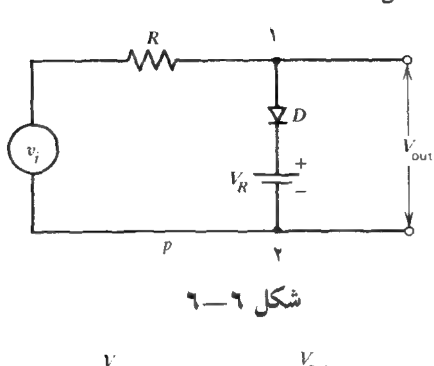


شكل ٦—٦

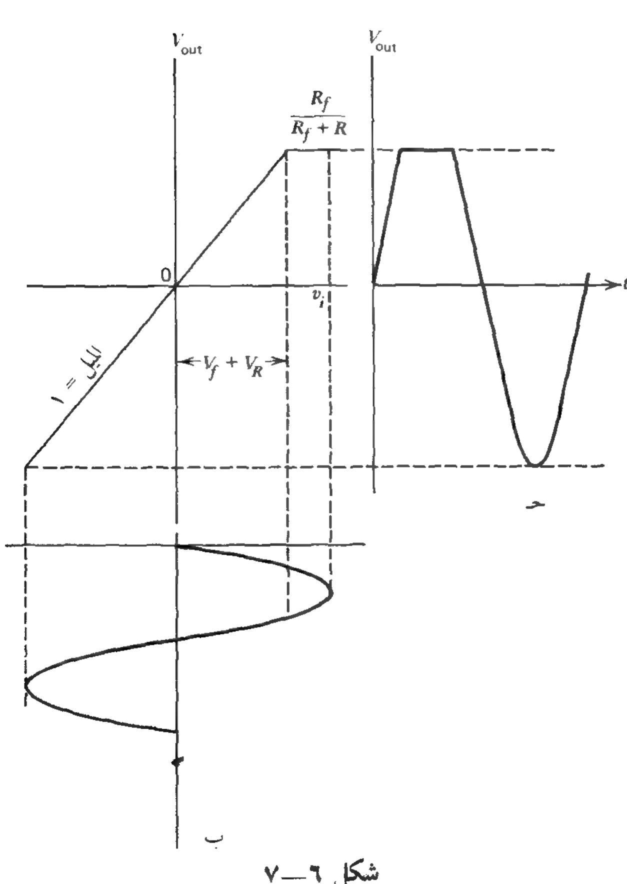
وجهد الدخل وهذا الفرق هو عبارة عن الزاوية ϕ المحصورة بين النقطة A والنقطة B ويمكن إيجاد قيمة فرق الطور في جهد الخرج من العلاقة :

$$\phi = \arc \sin \frac{V_f}{V_m} \qquad (٦—٥)$$

حيث V_m هو سعة (قمة) جهد الدخل .



شكل ٦—٦



شكل ٦—٧

٦ ـــ ٢ إستخدام الثنائي كمحدد للجهد

The Diode in a Clipping Circuit

يستخدم الثنائي كعنصر أساسي في دارات تحديد الجهد Clipping Circuits والتي تسمى أحياناً بدارات إختيار الجهد Voltage selector . ويتلخص عمل هذه الدارات في إختيار جزء معين من الموجة الجهدية محصور بين حد أدنى وآخر أعلى . ويعرف الحد الأدنى أو الأعلى بمستوى الإرتكاز Reference level ويبين شكل ٦ ـــ ٧أ الدارة الأساسية لتحديد الجهد وهي مكونه من منبع الدخل v_i ومقاومة R وثنائي D ومنبع جهد الإرتكاز V_R ويؤخذ جهد الخرج في هذه الحالة بين النقطتين ١ ، ٢ . وحيث أن جهد الإرتكاز يحيز الثنائي عكسياً فإنه لن يمر خلال الثنائي تيار إلا إذا كان جهد الدخل $V_f+V_R<v_i$ وفي حالة عدم مرور تيار خلال الثنائي يكون التيار المار خلال المقاومة R مساوياً للصفر وبالتالي يكون جهد الخرج مساوياً لجهد الدخل أي $v_i=V_o$ (حيث أن ميل مميزة الإنتقال يكون مساوياً للواحد الصحيح) وعندما يصبح جهد الدخل $V_R+V_f<v_i$ يبدأ التيار في المرور خلال الثنائي . فإذا عبرنا عندئذ عن الثنائي بدارته المكافئة وهي V_f ، R_f نجد أن التغير في جهد الخرج ΔV_o

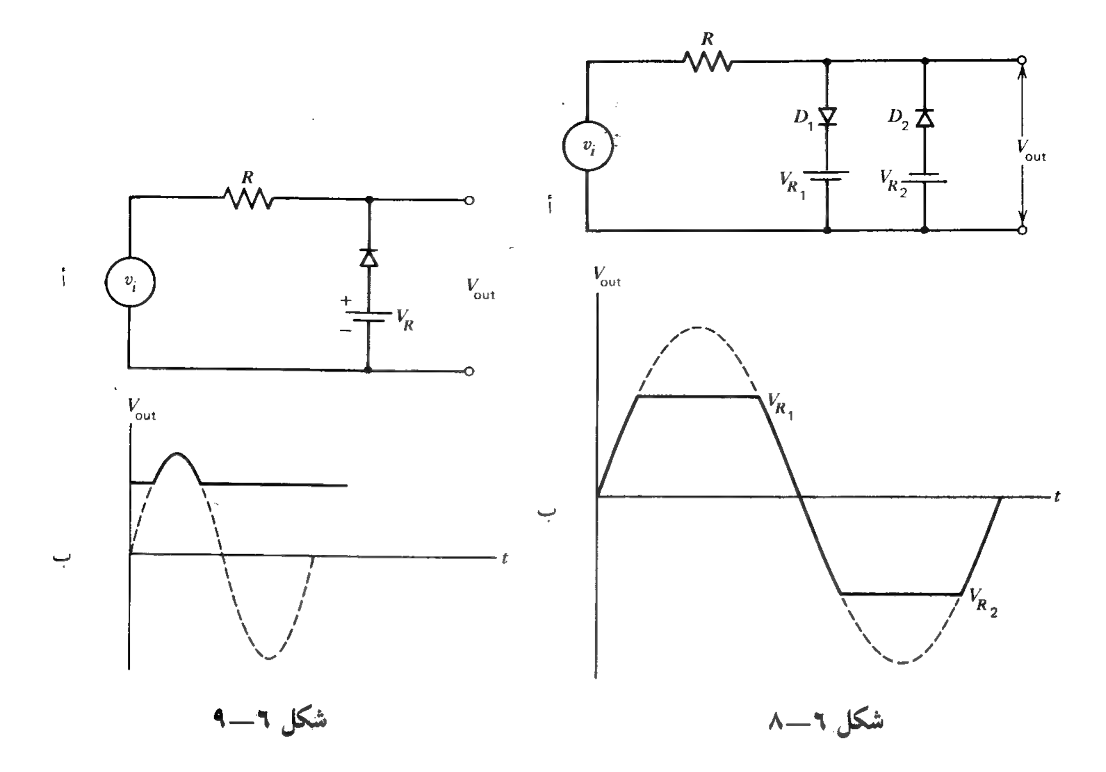
$$\Delta V_o=\Delta v_i\frac{R_f}{R_f+R} \qquad (٦ـــ٦)$$

فإذا كانت قيمة المقاومة المباشرة R_f للثنائي صغيرة جداً بالنسبة للمقاومة R يكون المعامل R_f/R_f+R صغيراً جدا .

وبالتالي يكون التغير في جهد الخرج صغيراً مهما زاد جهد الدخل v_i . وهكذا فإنه لكي يستخدم الثنائي في دارة التحديد يجب أن تكون مقاومته المباشرة $R \gg R_f$ وفي هذه الحالة تكون أقصى قيمة لجهد الخرج هي $V_{out}=V_f+V_R$. فإذا كانت قيمة $V_R \gg V_f$ تكون أكبر قيمة لجهد الخرج مساوية تقريباً لجهد الإرتكاز . ويبين شكل ٦ ـــ ٧ ب كيفية التحديد بيانياً باستخدام مميزة الإنتقال كما يبين شكل ٦ ـــ ٧ جـ شكل جهد الخرج كدالة من الزمن بعد أن تم تحديد قيمته الموجبة .

وفي أحيان كثيرة يطلب تحديد قيمة الجهد العليا والسفلى . في هذه الحالة يستخدم زوج من الثنائيات متصلان على التوازي كالمبين في شكل ٦ ـــ ٨ أ بحيث يكون إتجاه التيار في احدهما معاكس للآخر . ويحيز كل منهما بمنبع الإرتكاز تحييزاً عكسياً فإذا كانت كل من R_{f1} ، R_{f2} وكانت $R \gg R_{f2}$ ، $V_{R1} \gg V_{f1}$ ، $V_{R2} \gg V_{f2}$ فإننا نجد أن جهد الخرج قد حدد من كلا الناحيتين حيث يقوم الثنائي الأول D_1 بتحديد القيم الموجبة بحيث تكون أقصى قيمة للجهد الموجب هي $V_o \simeq V_{R1}$ وعندئذ يكون الثنائي الآخر D_2 مغلقا . في حين يقوم الثنائي الثاني بتحديد القيم السالبة بحيث تكون أقصى قيمة للجهد السالب هي $V_o=V_{R2}$ وعندئذ يكون الثنائي الأول مغلقاً ويبين شكل ٦ ـــ ٨ ب شكل موجة جهد الخرج في حين يبين الخط المتقطع شكل جهد الدخل .

وجدير بالذكر أنه يمكن عمل دارات تحديد تمرر الجهود التي تزيد عن V_R في حين لا تمرر القيم الأصغر وذلك بقلب وضع الثنائي في الشكل ٦ ـــ ٧ أ . في هذه الحالة تصبح دارة التحديد وشكل جهد الخرج كالمبين في شكل ٦ ـــ ٩ أ ، ب على التوالي . كما يمكن إستخدام ثنائيات زينر لنفس الغرض . ومن حيث المبدأ يمكن توصيل الثنائيات في دارات التحديد المزدوجة سواء على التوازي أو على التوالي .



شكل ٦ــ٩

شكل ٦ــ٨

وإذا كان جهد الإرتكاز في شكل ٦ــ٩ أ مساوياً للصفر يحتوي جهد الخرج على أنصاف الموجات الموجبة فقط في حين تقطع أنصاف الموجات السالبة . وإذا تغير إتجاه الثنائي يحتوي جهد الخرج على أنصاف الموجات السالبة دون الموجبة وتستخدم مثل هذه الدارات في الكثير من الأغراض وخاصة الإتصالآت اللاسلكية وتعرف الدارة عندئذ بإسم Voltage Clamper ويمكن إستخدام الدارة الخاصة بعملية التحديد في إجراء عملية أخرى تعرف بعملية المقارنة ويعمل الثنائي في هذه الحالة كعنصر مقارن Comparator ....

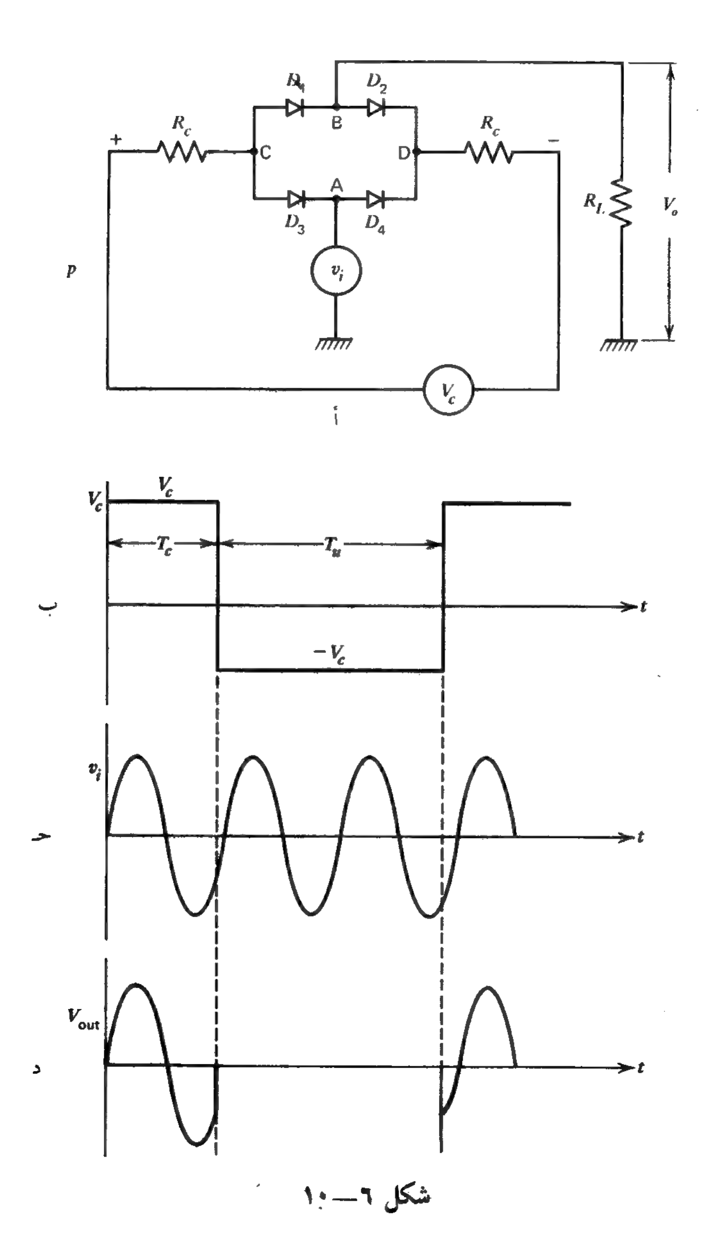
وتستخدم دارة المقارنة في مجالات شتى مثل تبيان اللحظة التي تصل عندها موجة جهدية إلى قيمة جهد معين هو جهد الإرتكاز . وأهم إختلاف بين دارة التحديد ودارة المقارنة أن جهد الخرج في دارة التحديد هو عبارة عن تكرار من جيث الشكل لجزء من جهد الدخل . أما في دارة المقارنة . فلا يعتمد جهد الخرج إطلاقا على شكل جهد الدخل . فقد يكون الخرج في دارة المقارنة على شكل نبضة جهدية تحدث عند تساوي الجهد المطلوب مقارنته بجهد الإرتكاز .

٦ــ٣ إستخدام الثنائي في بوابة التشكيل

Diode in a Sampling Gate

بوابة التشكيل عبارة عن دارة الكترونية تنتقل عبرها نبضة الدخل بنفس شكلها إلى المخرج خلال فترة زمنية معينة . وتحدد الفترة الزمنية بواسطة إشارة خارجية تعرف بإسم إشارة التحكم أو البوابة Control or Gate Signal ويستعرض الشكل (٦ــ١٠أ) دارة بوابة التشكيل وهي مكونة من أربع ثنائيات متصلة على هيئة قنطرة حيث يوصل جهد الدخل بالنقطة *A* أما جهد الخرج فيؤخذ من النقطة *B* عبر مقاومة التحميل

R_L . أما إشارة التحكم V_c فتوصل إلى النقطتين C ، D خلال مقاومتي التحكم R_c بحيث يتحقق التناظر بين النقطتين C ، D . أما الشكل ٩ــ١٠ ب فيبين إشارة التحكم كدالة من الزمن في حين يبين الشكل ٦ــ١٠ ج إشارة الدخل . ولسهولة فهم كيفية عمل الدارة نفرض أن الثنائيات الأربعة تتميز بخصائص مثالية أي أن $V_f=0$ ، $R_f=0$ ، $R_r=\infty$ فإذا كان جهد التحكم $V_c>0$ تكون الثنائيات الأربعة موصلة للتيار وبالتالي يمر خلالها التيار وحيث ان المقاومة المباشرة للثنائات مساوية للصفر ، تكون فروق الجهد الواقعة عليها مساوية للصفر وبالتالي يتساوى الجهد عند النقطتين A ، B وبالتالي يكون $v_i=V_o$ وبذلك يتخذ جهد الخرج نفس شكل وقيمة جهد الدخل خلال الفترة الزمنية T_c (شكل ٦ــ١٠ د) . أما خلال الفترة الزمنية T_u تكون



شكل ٦ــ١٠

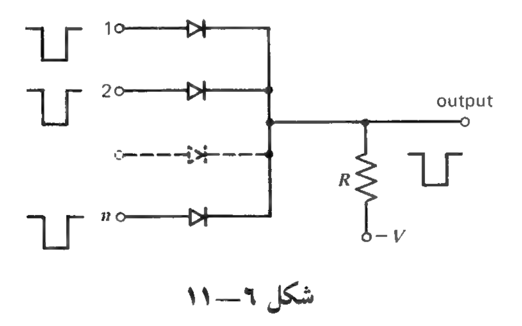
الثنائيات الأربعة مغلقة (حيث أنها محيزة تحيزاً عكسياً بجهد التحكم $-V_c$. ولا يمر خلالها أي تيار . وبذلك يكون التيار المار خلال مقاومة التحميل مساوياً للصفر وبالتالي يكون جهد الخرج مساوياً للصفر . ولضمان عدم مرور تيار خلال الفترة الزمنية T_u يجب توجيه العناية إلى القيم النسبية لكل من $-V_c$ ، v_i حيث v_i يحيز الثنائي D_4 تحيزاً مباشراً في حين أن $-V_c$ — يحيزه تحيزاً عكسيا . لذلك فإنه يجب أن يتحقق الشرط $|-V_c| > v_i$ حتى لا يمر التيار خلال الثنائي D_4 طوال الفترة T_u .

٦ـــ٤ إستخدام الثنائي في الدارات المنطقية Diode in logic circuits

تستخدم الثنائيات إستخداماً واسعاً كعنصر أساسي في الدارات المنطقية سواء في الحاسبات الإلكترونية أو غيرها . وتعتمد هذه الدارات في عملها على أن للثنائي وضعين أحدهما موصل والآخر فاصل ويمكن ترجمة هذين الوضعين إلى «نعم» ، «لا» أو «يوجد» ، «لايوجد» أو «١» ، «صفر» . وسوف نتعرف على دارتين منطقتين تعرف الأولى بالدارة «و» AND Circuit وهي التي تعبر منطقياً عن العملية «و» وتعرف الثانية بالدارة «أو» OR Circuit وهي التي تعبر منطقياً عن العملية «أو» .

١ ـــ دارة «و» المنطقية "AND" Logic circuit

يمثل شكل ٦ـــ١١ المخطط الأساسي للدارة المنطقية «و» السالبة حيث رمزنا للمداخل بالأرقام 1, 2, . . , n, ويتلخص عمل هذه الدارة في أنه لا تتكون على المخرج نبضة خرج إلا إذا قدمت نبضات دخل في

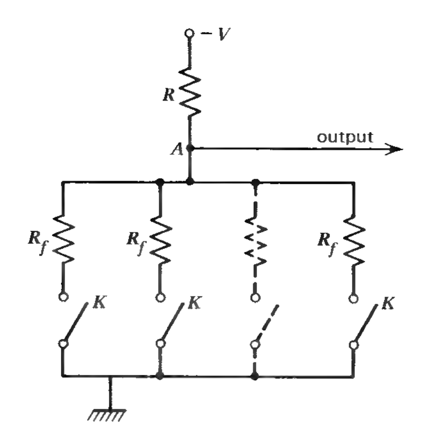


شكل ٦ـــ١١

نفس الوقت على المدخل الأول والثاني . . . والأخير . ولكن إذا قدمت نبضة جهدية على أحد المداخل أو على جميع المداخل بإستثناء مدخل واحد فإنه لا يتكون عندئذ نبضة خرج .

ويشترط بالنسبة لهذه الدارة أن تكون قيمة المقاومة R كبيرة جداً بالنسبة للمقاومة المباشرة لكل ثنائي . ويلاحظ أن جميع الثنائيات محيزة تحيزاً مباشراً بإستخدام المنبع $-V$. وبذلك تكون الثنائيات جميعاً موصلة ، ويمر تيارها خلال المقاومة R . وعند قدوم نبضات سالبة على جميع المداخل في آن واحد ينقطع مرور التيار خلال جميع الثنائيات ويصبح جهد المخرج مساوياً $-V$ أي تظهر نبضة سالبة على المخرج . أما إذا قدمت النبضات السالبة على جميع الثنائيات بإستثناء إحداها يبقى هذا الثنائي الأخير موصلاً وبالتالي يستمر مرور التيار خلال المقاومة R وبالتالي لا يتغير جهد المخرج .

ولزيادة وضوح كيفية عمل الدارة يمكن الإستعانة بدارتها المكافئة والمبينة بالشكل ٦ـــ١٢ حيث عبرنا عن الثنائي بمقاومة مكافئة تساوي مقاومته المباشرة ومفتاح وصل . فعندما تكون المقاومة $R \gg R_f$ وتكون



شكل ٦ــ١٢

جميع المفاتيح في وضع الوصل يكون الجهد في النقطة A (وهو المخرج) مساوياً للصفر تقريبا . وإذا كانت جميع المفاتيح في وضع الفصل باستثناء إحداها يبقى الجهد في النقطة A قريباً من الصفر كذلك . أما إذا فتحت جميع المفاتيح يصبح الجهد في النقطة A مساوياً للقيمة $-V$ أي تظهر إشارة الخرج السالبة على المخرج .

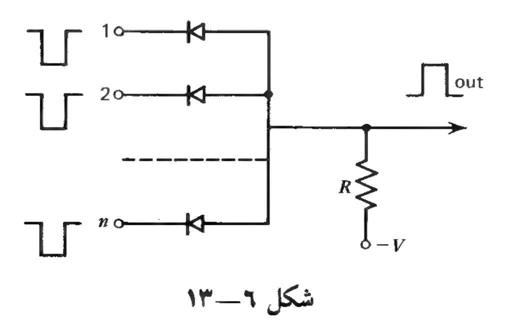
وجدير بالذكر أنه يمكن عمل دارات «و» المنطقية بحيث تعمل بنبضات جهدية موجبة وتكون نبضة الخرج موجبة كذلك وتسمى الدارة في هذه الحالة بدارة «و» الموجبة .

وللحصول على مثل هذه الدارة يكفي تغيير إتجاه الثنائي مع تغيير جهد التحييز إلى الموجب .

ب ــ دارة «أو» المنطقية "OR" Logic circuit

يتلخص مبدأ عمل دارة «أو» المنطقية في ظهور نبضة خرج على مخرج الدارة إذا قدمت نبضة دخل على المدخل الأول أو الثاني . . . أو الأخير أو على أكثر من مدخل أو عليها جميعا . وقد تكون الدارة «أو» موجبة أو سالبة كما في حالة الدارة «و» .

ويبين شكل ٦ــ١٣ المخطط الأساسي للدارة «أو» السالبة . ويتضح من هذا الشكل أن جميع الثنائيات تكون محيزة تحييزاً عكسياً وبذلك تكون جميعها مغلقة ولا يمر أي تيار خلال المقاومة R وبالتالي يكون جهد المخرج مساوياً $-V$ بصفة مستمرة . وعند قدوم نبضة سالبة على أحد المداخل ١ أو «٢» . . . أو "n" يصبح الثنائي الذي وصلته النبضة موصلاً وبالتالي يمر التيار خلال المقاومة R ويصبح جهد المخرج مساوياً للصفر (بشرط أن تكون $R_f \ll R$) . أي أنه تظهر على المخرج نبضة موجبة عند قدوم النبضة السالبة على أحد المداخل



شكل ٦ــ١٣

أو على بعضها أو عليها جميعا . أما في حالة عدم قدوم نبضات على أي من المداخل فلا تظهر أي نبضة خرج . هذا ويمكن عمل دارات «أو» موجبة في حالة تغيير إتجاه الثنائيات مع تغيير إشارة جهد التحييز .

٦ــ٥ إستخدام الثنائي في دارات التقويم

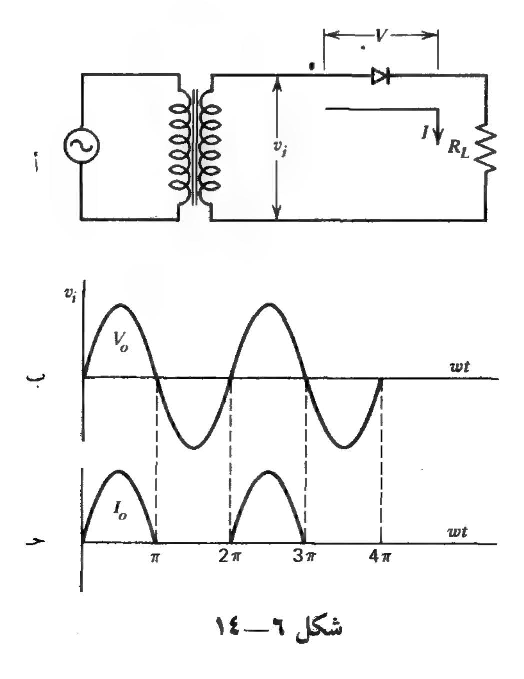
Diode in a Rectifier circuit

تعمل الغالبية العظمى من الأجهزة الإلكترونية بالجهد المستمر . ولهذا الغرض فإنه يمكن إستخدام منابع الجهد المستمر كالمراكم والبطاريات لتغذية الأجهزة الصغيرة المنقولة أما بالنسبة للأجهزة التي تستهلك قدرة عالية أو الثابتة فإنه غالباً ما تزود بدارة إلكترونية إضافية تقوم بتحويل التيار المتردد إلى تيار مستمر . ويطلق على هذه الدارات إسم مقوم الجهد .

ولتقويم الجهد يلزم إستخدام عنصر إلكتروني تكون له القدرة على إمرار التيار في إتجاه دون الآخر . وحيث أن الثنائيات تتمتع بهذه الخاصية فقد أصبحت هي العنصر الإلكتروني الأساسي لتقويم التيار . وسوف نتعرف على بعض أنواع المقومات .

أ ــ مقوم نصف الموجة — The Half-Wave Rectifier

يبين شكل ٦ــ١٤ أ المخطط الأساسي لمقوم نصف الموجة حيث يوصل الثنائي بمنبع التيار المتردد المراد تقويمه (أي بالملف الثانوي للمحول) . ويلاحظ أنه لن يمر تيار خلال الثنائي إلا عندما يكون محيزاً تحيزاً مباشراً (أي عندما يكون جهد الأنود موجبا) لذلك لا تمر موجات التيار المتردد (شكل ٦ــ١٤ ب) كاملة وإنما تمر أنصاف الموجات الموجبة . لذا فإنه من الملاحظ أن هذا المقوم لا يستخدم القدرة الكاملة للموجة المترددة وإنما يسمح بإستخدام نصف قدرة الموجة .



شكل ٦ــ١٤

فإذا كان جهد الخرج للمحول (هو في نفس الوقت جهد الدخل للمقوم) هو v_i

$$v_i = v_o \sin \omega t \qquad (٦—٧)$$

حيث v_o هي سعته ، وتردده $f=\omega/2\pi$ ، وإذا إعتبرنا أن الثنائي عنصر مثالي له مقاومة مباشرة R_f صغيرة في حالة التوصيل ومقاومة لانهائية في حالة القطع وإن جهد القطع الأمامي $V_f=0$ فإنه يمكن إيجاد التيار المار خلال كل من الثنائي ومقاومة التحميل R_L كالآتي

$$I = I_o \sin \omega t = \frac{V_o}{R_f + R_L} \sin \omega t \qquad (٦—٨)$$

وذلك عندما تكون $0 < \omega t < \pi$.

أما إذا كانت $\pi \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$ يكون التيار $I=0$ (٦—٩)

والقيمة المتوسطة لهذا التيار والتي تعتبر بمثابة التيار المستمر المار خلال الدارة عبارة عن المساحة المحددة بمنحنى الدورة مقسومة على 2π أي أن

$$I_{\text{average}} = I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{V_o}{R_f + R_L} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \frac{V_o}{R_f + R_L} = \frac{I_o}{\pi} \qquad (٦—١٠)$$

وبذلك يكون جهد الخرج المستمر وهو عبارة عن فرق الجهد على مقاومة التحميل هو

$$V_{dc} = I_{dc} R_L = \frac{R_L I_0}{\pi} \qquad (٦—١١)$$

والقدرة المقومة هي

$$P_{dc} = I_{dc} V_{dc} = \frac{R_L}{\pi^2} I_o^2 \qquad (٦—١٢)$$

أما القدرة الكلية للتيار فيمكن حسابها بإستخدام القيمة الفعالة للتيار . ولما كان تعريف القيمة الفعالة للتيار المتردد هي

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

نجد أن القيمة الفعالة لهذا التيار هي

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} I_0^2 \int_o^{\pi} \sin^2 (\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = \frac{I_0}{2} \qquad (٦—١٣)$$

وبذلك تكون قدرة التيار المتردد في الدارة عبارة عن

$$P_{a.c}=I_{rms}^2(R_f+R_L)=\frac{I_o^2}{4}(R_f+R_L) \qquad (١٤—٦)$$

كفاءة التقويم : η

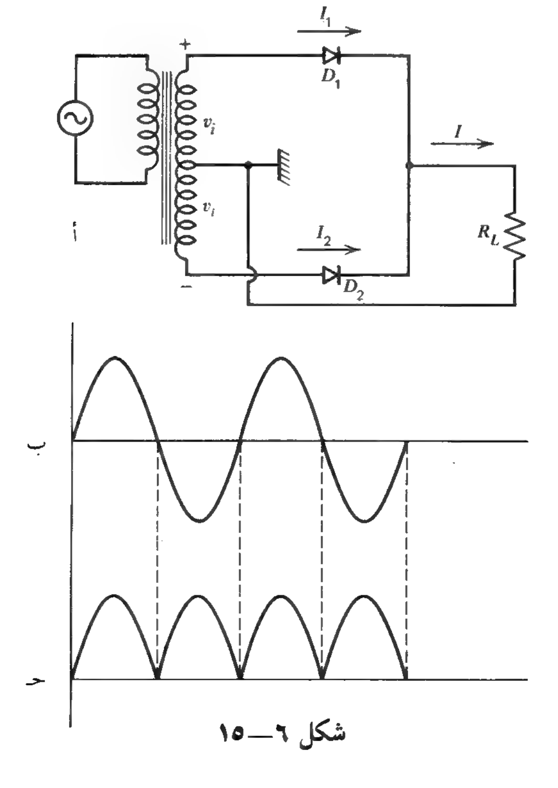
وهي عبارة عن نسبة القدرة المقومة P_{dc} إلى القدرة الكلية للتيار المتردد أي أن

$$\eta=\frac{P_{dc}}{P_{ac}}\times 100=\frac{R_L}{\pi^2}\, I_o^2 x\frac{4}{I_o^2\ (R_L+R_f)}\times 100=\frac{40.6}{1+R_f|R_L}\% \qquad (١٥—٦)$$

أي أن أقصى قيمة للقدرة التي يمكن الإستفادة بها في حالة مقوم نصف الموجة هي عبارة عن ٤٠,٦٪ إذا كانت $R_f \ll R_L$ فإذا لم يتحقق هذا الشرط كانت القدرة المستخدمة أقل من ٤٠,٦٪ .

ب — مقوم الموجة الكاملة — The Full-Wave Rectifier

يستخدم مقوم الموجة الكاملة نصفي موجة تيار الدخل المتردد وذلك بإستخدام ثنائيين يعملان بالتناوب كالمبين في شكل ٦ — ١٥ أ . ولهذا الغرض يستخدم محول عدد لفات ملفه الثانوي ضعف المستخدم في مقوم



شكل ٦ — ١٥

نصف الموجه وتوصل نقطة النصف (المركز) للملف الثانوي بالأرض Center-tapped transformer . وبذلك يمر التياران I_1 ، I_2 بالتتابع خلال أحد الثنائيين . فعندما يكون الطرف العلوي للملف الثانوي موجباً يكون السفلي سالباً وبذلك يمر التيار I_1 خلال الثنائي D_1 ماراً بمقاومة التحميل R_L إلى نقطة المركز . وعندما يغير التيار المتردد إتجاهه يمر التيار I_2 خلال الثنائي D_2 ماراً كذلك بمقاومة التحميل R_L إلى نقطة المركز . وبذلك نجد أن التيار I, المار خلال مقاومة التحميل يتخذ دائماً إتجاهاً واحداً ويمكن بالتالي الإستفادة من نصفي الموجة الموجب والسالب وتصبح جميعها أنصاف موجات موجبة كالمبين في شكل ٦ ــ ١٥ حـ (أو سالبة في حالة تغيير إتجاه كلا الثنائيين) .

ويمكن إيجاد قيمة التيار المستمر لمقوم الموجة الكاملة حيث نجدها مساوية

$$I_{dc}=\frac{2}{\pi}I_o \qquad (٦—١٦)$$

وبالتالي تكون قدرة التيار المستمر خلال مقاومة التحميل هي

$$P_{dc}=I_{dc}^2 R_L=\frac{4}{\pi^2}I_o^2 R_L \qquad (٦—١٧)$$

أما القيمة الفعالة للتيار في هذه الحالة فهي عبارة عن

$$I_{rms}=\frac{I_o}{\sqrt{2}} \qquad (٦—١٨)$$

وبذلك تكون قدرة هذا التيار هي

$$P_{ac}=\frac{I_o^2}{2}(R_f+R_L) \qquad (٦—١٩)$$

وتكون كفاءة التقويم لمقوم الموجة الكاملة عبارة عن

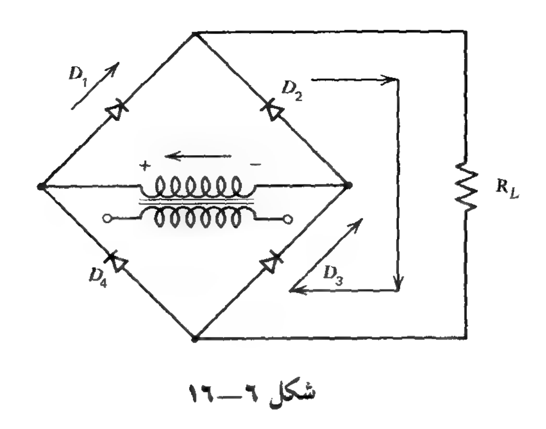
$$\eta=\frac{P_{dc}}{P_{ac}}\times 100=\frac{4}{\pi^2}I_o^2 R_L\times\frac{2}{I_o^2}\,\frac{100}{R_f+R_L}=\frac{81.2\%}{1+R_f/R_L}$$

أي أن كفاءة التقويم لمقوم الموجة الكاملة عبارة عن ضعف كفاءة مقوم نصف الموجة . وجدير بالذكر أنه نتيجة لإستخدام ملف ثانوي ذي نقطة مركزية يتعرض الثنائي في مقوم الموجة الكاملة إلى جهد عكسي يعادل ضعف v_o في حين أنه بالنسبة لمقوم نصف الموجة يتعرض الثنائي لجهد عكسي يعادل v_o فقط . لذا فإنه بالنسبة لمقوم الموجة الكاملة يجب أن يكون الثنائي ذا جهد عكسي مسموح به أعلى من ضعف القيمة القصوى للجهد المقوم .

جـ ــ المقوم القنطري The Bridge Rectifier

نظراً لتعرض الثنائي في مقوم الموجة الكاملة لجهد عكسي مضاعف، فإنه يفضل في العديد من الدارات إستخدام ما يعرف باسم المقوم القنطري . وهو عبارة عن مقوم للموجة الكاملة مكون من أربع ثنائيات موصلة كالمبين في شكل ٦ ــ ١٦ . ويتلخص عمل هذا المقوم في أنه عندما يكون الطرف الأيسر للملف الثانوي

للمحول موجب والأيمن سالب يمر التيار عبر الثنائيين D_1 ، D_3 ويكون إتجاهه خلال مقاومة التحميل من أعلى إلى أسفل (أنظر شكل ٦ـــ١٦) فإذا تغير إتجاه التيار في الملف الثانوي للمحول إنقطع مرور التيار خلال الثنائيين D_1 ، D_3 ، ويبدأ في المرور خلال الثنائيين D_2 ، D_4 مع بقاء إتجاهه في مقاومة التحميل في نفس الإتجاه الأول .



شكل ٦ـــ١٦

ويتميز المقوم القنطري بالمقارنة بمقوم الموجة الكاملة السابق ذكره بإستخدام محول صغير للحصول على نفس الجهد حيث يستخدم في الملف القنطري محول لا يحتوي على نقطة مركزية وبالتالي يكون عدد لفات الملف الثانوي فيه مساوٍ لنصف عدد اللفات في نظيره ذات النقطة المركزية . كما أن الثنائي في المقوم القنطري لا يتعرض إلى جهد عكسيٍ مضاعف وإنما يكون الجهد العكسي مساوياً للجهد المقوم . لذا فإنه يفضل إستخدام المقوم القنطري عند تقويم الجهود العالية .

أسئلة للمراجعة :

١ ـــ إشرح كيفية الحصول على المميزة الديناميكية للثنائي من مميزته الإستاتيكية .

٢ ـــ ما الفرق بين المميزة الديناميكية ومميزة الإنتقال ؟

٣ ـــ عرف جهد القطع الأمامي للثنائي .

٤ ـــ لديك ثنائي مثالي ومقاومة ومنبع جهد مستمر وآخر متردد فإذا كان جهد المنبع المستمر مساوياً ١ فولت وجهد المنبع المتردد ١,٤١ فولت إرسم كيفية تغير الجهد على المقاومة عندما تكون جميع العناصر متصلة على التوالي بحيث يحيز المنبع المستمر الثنائي تحييزاً مباشرا . ثم تحييزاً عكسيا .

٥ ـــ إرسم دارة محدد الجهد . وإشرح كيفية عملها .

٦ ـــ إرسم دارة لمحدد جهد ذي طرفين . وإذا كانت الثنائيات مثالية بين قيم العناصر المطلوبة لتحديد الجهد عند القيم ٥ فولت .

٧ ـــ ما هي أهم الفروق بين دارات التحديد ودارات المقارنة .

٨ ـــ إرسم مخططاً لدارة التشكيل . وإشرح كيفية عملها .

٩ ـــ عرف دارة «و» المنطقية مع شرح كيفية عملها .

١٠ ـــ إرسم دارة «أو» المنطقية . وما الفرق بينها وبين دارة «و» من حيث الإستخدام .

١١ — ما معنى التقويم ؟ إرسم دارة لمقوم نصف الموجة . وإشرح كيفية عمله .

١٢ — إحسب كفاءة التقويم لمقوم نصف الموجة .

١٣ — إرسم دارة مقوم الموجة الكاملة . وإحسب كفاءة التقويم فيه .

١٤ — إرسم دارة المقوم القنطري . وقارن بينه وبين مقوم الموجة الكاملة .

١٥ — نبضات مربعة الشكل ترددها ١ كيلوهيرتز ويصل جهدها من القمة للقمة +١٠ ، –١٠ فولت . فإذا وصلت هذه النبضات بمدخل دارة التحديد المبينة بالشكل ٦—١٧ . فارسم شكل نبضات الخرج مبيناً عليها القيم المختلفة علماً بأن بيانات الثنائي المستخدم هي كالآتي : $V_\gamma=0 \quad R_r=\infty \quad R_f=0$

١٦ — عند إستخدام دارة تحديد كالمبينة في شكل ٦—٧ . أفرض أن V_R =٥ فولت وأن جهد الدخل عبارة عن $v_i=10\sin\omega t$ فإذا كانت القيم المميزة للثنائي المستخدم هي $V_\gamma=0,\ R_r=\infty,\ R_f=100\Omega$ فارسم كل من نبضة الدخل والخرج مستخدما نفس المقياس .

١٧ — إذا كانت الثنائيات المستخدمة في الدارة المبينة في شكل ٦—١٨ من العناصر المثالية وكانت قيمها المميزة هي : D_1 من النوع الجرمانيومي $V_\gamma=0.2,\ R_r=\infty,\ R_f=20\Omega$ ، D_2 من النوع السليكوني وقيمة هي $V_\gamma=0.6V.,\ R_f=15\Omega,\ R_r=\infty$ أوجد قيمة التيار المار خلال R إذا كانت قيمها هي :

أ : ١٠ كيلوأوم ب : ٢٠ كيلوأوم

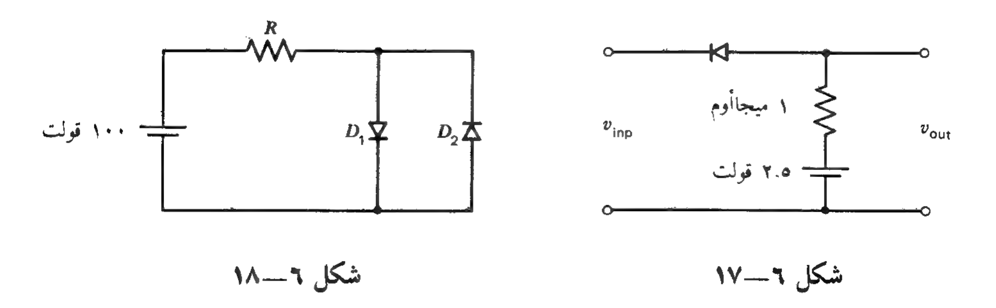
١٨ — وصل منبع جهد متردد تردده ٦٠ هيرتز بمدخل مقوم نصف الموجة . فإذا إستخدم هذا المقوم لتغذية مقاومة تحميل بقدرة مقدارها ١٠٠ واط عند جهد ٢٠ فولت . أوجد

أ — جهد المنبع .

ب — التيار المار خلال مقاومة التحميل .

جـ — قيمة مقاومة التحميل .

١٩ — يستخدم مقوم الموجة الكاملة لتغذية مقاومة تحميل فإذا كان التيار المستمر المار خلال مقاومة التحميل هو ٢٥٠ ميللي أمبير وجهد التحميل هو ٣٠ فولت فما هو نوع المحول المستخدم إذا كان جهد المنبع المتردد هو ١١٥ فولت .



شكل ٦—١٨ شكل ٦—١٧

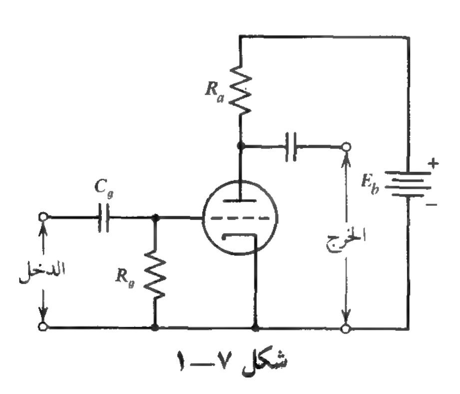
الباب السابع

إستخدام الصمامات الثلاثية والرباعية والخماسية في دارات التكبير

Application of Triodes, Tetrodes, and Pentodes in Amplifier Circuits

٧ــ١ المميزة الديناميكية للصمام

لما كانت معظم الدارات الإلكترونية سواء المكبرات أو غيرها تعمل بمقاومة تحميل للأنود كما هو موضح بالشكل ٧ــ١ والذي يبين دارة مكبر بإستخدام صمام ثلاثي فإن جهد الأنود لم يعد ثابتاً ومساوياً لجهد المنبع E_b. وكما نعلم من المميزة الإستاتيكية فإن تيار الأنود يعتبر دالة من جهد الأنود في حين لا يعتمد جهد الأنود على



شكل ٧ــ١

التيار ولكن نظراً لوجود مقاومة التحميل أصبح جهد الأنود يعتمد بدوره على التيار المار خلال R_L وهو تيار الأنود I_a . وعلى ذلك فإن جهد الأنود هو .

$$V_a = E_b - I_a R_a \qquad (٧ــ١)$$

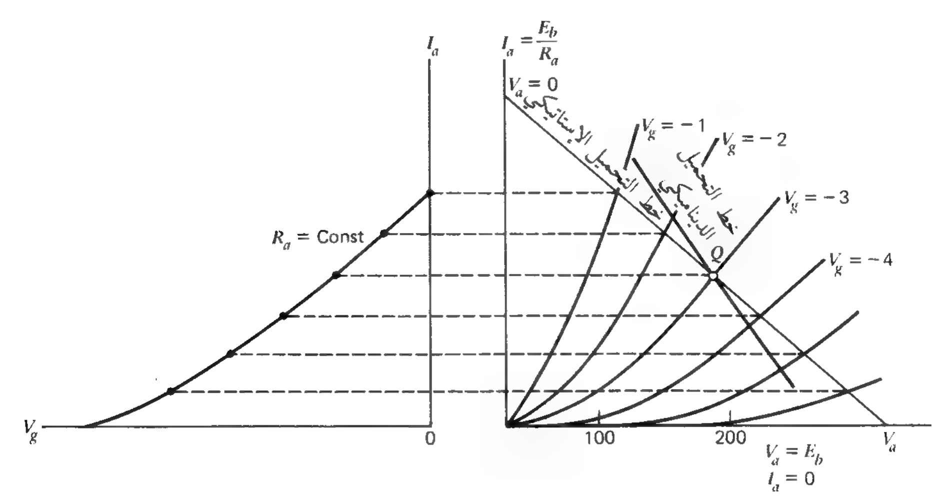
وتستخدم هذه العلاقة الأخيرة مع المميزة الإستاتيكية للصمام للحصول على ما يسمى بالمميزة الديناميكية (أو مميزة التشغيل) **Dynamic Characteristics**

ولفهم تشغيل الصمام بمقاومة تحميل نفرض أن جهد شبكة التحكم إزداد (في الإتجاه الموجب) ونتيجة لذلك يزداد تيار الأنود I_a . وبالتالي يزداد فرق الجهد على مقاومة التحميل R_a . (حيث أن فرق الجهد على هذه المقاومة هو $I_a R_a$) ومعني ذلك إنخفاض جهد الأنود .

وعند إنخفاض جهد الشبكة (أي زيادته في الإتجاه السالب) يقل تيار الأنود I_a ونتيجة لذلك يقل فرق الجهد على مقاومة التحميل وبالتالي يزداد جهد الأنود .

معنى ذلك أنه لو وصلت إلى الشبكة نبضة كهربية سالبة فإنها تنعكس على الأنود كنبضة موجبة وإذا كانت النبضة القادمة للشبكة موجبة فإنها تنعكس على الأنود سالبة .

ولإمكان رسم المميزة الديناميكية يتم رسم خط التحميل الإستاتيكي Static load line وأبسط طريقة لرسم هذا الخط هو إستخدام نقطتين على طرفيه والتوصيل بينها . وهاتان النقطتان هما : الأولى عندما يكون تيار الأنود مساوياً للصفر $I_a=0$ وفي هذه الحالة يكون جهد الأنود مساو لجهد المنبع $V_a=E_b$. والنقطة الثانية عندما يكون تيار الأنود أكبر ما يمكن.وفي هذه الحالة يكون جهد الأنود مساوياً للصفر $V_a=0$ وبالتالي فإن $I_a=E_b/R_a$ ويتم وضع هذه النقطة على محور تيار الأنود . يتم رسم هاتين النقطتين على المميزة الإستاتيكية كما هو موضح بالشكل ٧ــ٢ والخط الواصل بينها يسمى بخط التحميل للجهد المستمر أو خط التحميل الإستاتيكي .



شكل ٧ــ٢

من الواضح أن خط التحميل يتقاطع مع منحنيات المميزة الإستاتيكية للقيم المختلفة لجهد شبكة التحكم وترسم العلاقة بين قيم التيار التي يحدث عندها التقاطع والقيم المقابلة لجهد شبكة التحكم فنحصل على المميزة الديناميكية . وهي عبارة عن العلاقة بين تيار الأنود وجهد شبكة التحكم عند قيمة ثابتة لجهد المنبع وعند مقاومة تحميل R_a محددة (ومع ثبات باقي المتغيرات التي قيست عندها المميزة الإستاتيكية .

خط التحميل الديناميكي

عند إستخدام المكبر في الدارات العملية يتم ربط مخرج المكبر في العديد من الدارات بمدخل المرحلة التالية (أو الجهاز التالي) بواسطة سعة ربط C_g لعزل جهد الأنود المستمر من الوصول إلى المرحلة التالية وتمثل R_g مقاومة دخل المرحلة التالية أي المقاومة التي يحمل عليها جهد الخرج . وقد تعرفنا على خط التحميل الإستاتيكي عندما كانت دارة الخرج مفتوحة (أي أن $R_g=\infty$) ولكن إذا كانت $R_g<\infty$ فإنه يختلف خط التحميل بإختلاف قيمة المقاومة R_g . فإذا فرضنا أن تردد النبضات المكبرة كافٍ بحيث تكون ممانعة المكثف C_g صغيرة جداً بالنسبة لقيمة المقاومة R_g نجد أن كل من المقاومة R_L ، R_g المتصلتين على التوازي تشكل التحميل الحقيقي لدارة الأنود أي أن مقاومة التحميل الفعلية هي $R=R_L\times R_g/R_L+R_g$ وهذه المقاومة أقل من كل من R_g ، R_L بذلك تكون أقصى قيمة للتيار المار خلال الصمام أعلى من القيمة الأولى (أي عند

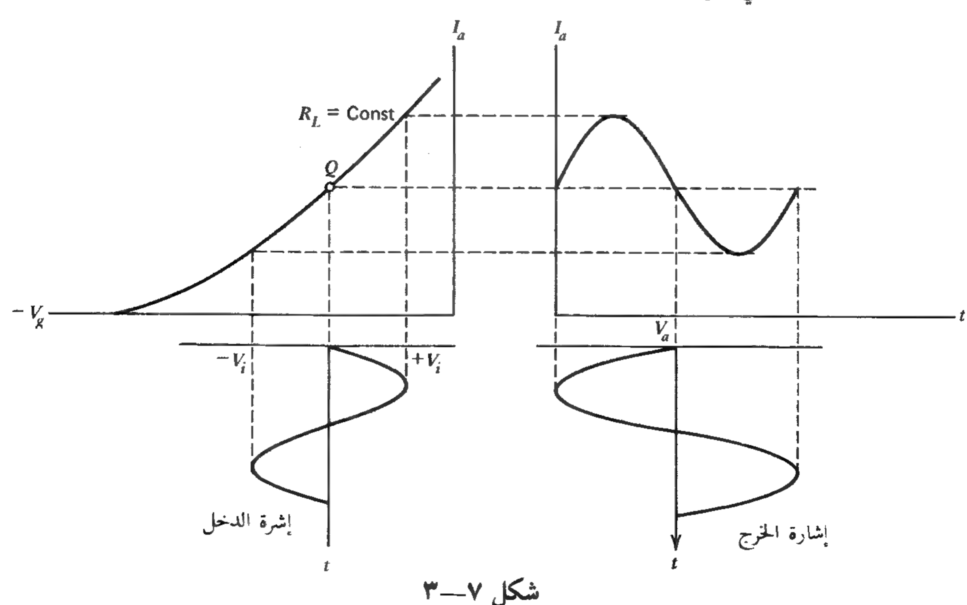
$(I_a = E_b/R)$ وأقصي جهد للأنود أقل من E_b . وبتوصيل هاتين النقطتين الجديدتين نحصل على خط التحميل الديناميكي أو خط التحميل للتيار المتردد كالمبين في شكل ٧ــ٢ .

٧ــ٢ نقطة التشغيل The Operating Point Q

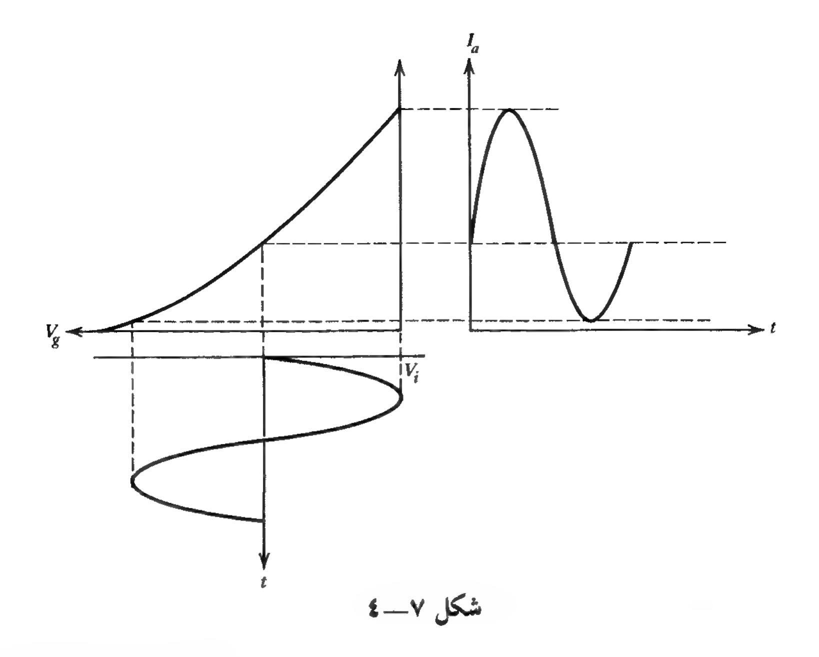
نقطة التشغيل عبارة عن ذلك الجهد المستمر على شبكة التحكم . ويتم إختيار هذه النقطة على المميزة الديناميكية (أو بمعنى آخر يتم إختيار الجهد السالب على شبكة التحكم) طبقاً لنوع المكبر والقيمة العظمى للجهد المطلوب تكبيره وإشارة هذا الجهد .

فعند وصول نبضات أو إشارات جهدية إلى شبكة التحكم للمكبر يصبح جهد الشبكة اللحظي مساوياً لحاصل جمع نقطة التشغيل (جهد الشبكة الثابت) والقيمة اللحظية لنبضة الدخل . وبذلك تتغير المحصلة اللحظية لجهد الشبكة ويتغير بالتالي التيار الأنودي المار خلال الصمام . مما يؤدي إلى تغير جهد الأنود . ويمكن تحديد قيمة التغير في تيار الأنود من خط التحميل أو من المميزة الديناميكية مباشرة كما هو موضح بالشكل ٧ــ٣ .

ولكي تكون نبضة الخرج مشابهة تماماً من حيث الشكل لنبضة الدخل يجب إختيار نقطة التشغيل في منتصف المنطقة الخطية للمميزة الديناميكية . أما إذا كانت قيمة نبضة الدخل كبيرة أو إذا تم إختيار نقطة التشغيل على أحد أجناب المنطقة الخطية فإن شكل موجة الخرج يختلف عن شكل موجة الدخل ويقال إنه حدث تشويه لشكل النبضات وهذا التشويه ناتج عن عدم خطية المميزة الديناميكية nonlinear distortion . ويبين شكل ٧ــ٤ كيفية تشويه نبضات الخرج في حالة إدخال نبضات توافقية قيمتها العظمى (من القمة إلى القمة) أكبر من إمتداد المنطقة الخطية للمميزة الديناميكية وعلى ذلك فإنه لكي لا يحدث تشويه للنبضة يجب معرفة قيمتها القصوى وإشارتها ثم يتم إختيار نقطة التشغيل على المميزة الديناميكية بحيث لا يحدث لها تشويه . وفي بعض الدارات والمكبرات يتم إختيار نقطة التشغيل على أحد أجناب المميزة الديناميكية . ويتوقف نوع المكبر من حيث تصنيفه الطبقي على إختيار نقطة التشغيل .



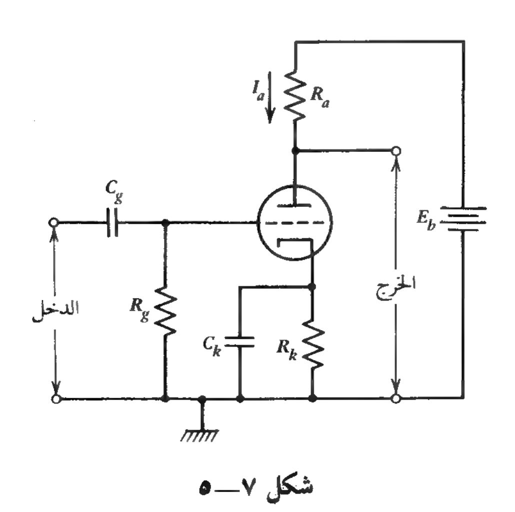
شكل ٧ــ٣



شكل ٧ــ٤

٧ــ٣ جهد شبكة التحكم (نقطة التشغيل الذاتي
Control-grid Self Bias

في معظم الدارات الإلكترونية يكون جهد شبكة التحكم سالبا . ولذلك فإنه يلزم إستخدام منبع جهد سالب مستقل لتغذية شبكة التحكم بالإضافة إلى منبع الجهد الموجب والخاص بتغذية الأنود . ولكن في معظم الحالات يتم الإستعاضة عن منبع الجهد السالب وذلك بتوصيل مقاومة R_k على التوالي مع الكاثود كما هو مبين في شكل ٧ــ٥ وتسمى هذه الدارة المكونة من R_K ، C_K بدارة الجهد الذاتي للشبكة وتعمل هذه الدارة كالآتي .



شكل ٧ــ٥

ا — في حالة الصمام الثلاثي

نجد أن تيار الأنود I_a هو نفسه التيار المار بالكاثود أي خلال المقاومة R_k (حيث أن التيار الشبكي مساو للصفر) وعلى ذلك يتولد على مقاومة الكاثود R_k فرق جهد موجب مقداره $V_k=I_a R_k=I_k R_k$ وبذلك يكون جهد الكاثود موجباً وقيمته العددية هي $V_k=I_a R_k$ وجهد شبكة التحكم مساو للصفر ولذا تصبح الشبكة سالبة بالنسبة للكاثود أي أنه يمكن إعتبار أن الشبكة تحت تأثير جهد سالب مقداره $V_g=-V_k=-I_a R_k$. وغالباً ما يوصل مكثف C_k على التوازي مع مقاومة الكاثود . والغرض من هذا المكثف هو تمرير أي مركبة مترددة للجهد من الكاثود للأرض لضمان بقاء الكاثود تحت تأثير الجهد الموجب الثابت . فتيار الأنود يتغير عند قدوم أي نبضات على شبكة التحكم وبالتالي يتغير فرق الجهد على المقاومة R_k . ولذلك فإن المكثف C_k يوصل بهذا الأسلوب لتمرير هذه التغيرات إلى الأرض بحيث يبقى جهد الكاثود ثابتاً تماما . أي أنه يعمل كمرشح لأي مركبة مترددة على الكاثود . ويتم إختيار هذا المكثف بحيث تكون ممانعته للمركبة المترددة أصغر ما يمكن بالنسبة لقيمة المقاومة R_k (لا تزيد عن ١٠٪ من قيمة المقاومة R_k عند الترددات المنخفضة) .

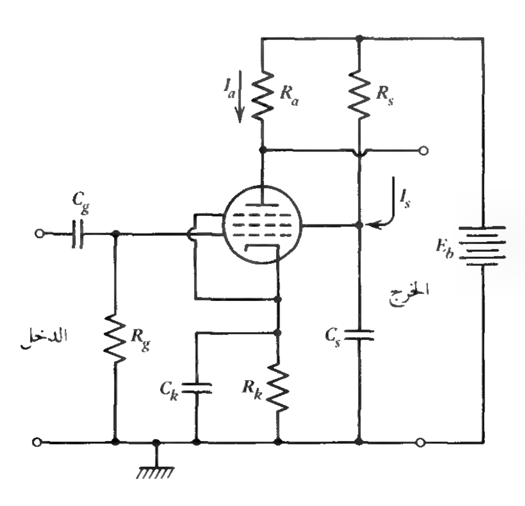
ب — بالنسبة للصمامات الرباعية أو الخماسية

تقوم دارة الكاثود المكونة من R_K ، C_K بنفس الدور (كما هو مبين بالشكل ٧—٦) وهو التغذية الذاتية للشبكة . والفرق الأساسي هو أن تيار الكاثود في هذه الحالة عبارة عن مجموع تيار الأنود I_a وتيار الشبكة الحاجبة I_s أي أن

$$I_K=I_a+I_s \qquad (٧—٢)$$

وعلى ذلك فإن الجهد الذاتي على شبكة التحكم هو

$$V_g=-R_K(I_a+I_s)=-R_K I_K \qquad (٧—٣)$$



شكل ٧—٦

وبالإضافة إلى دور هذه الدارة في توليد الجهد الذاتي للشبكة تقوم بدور آخر في غاية الأهمية وهو زيادة معدل إستقرار تشغيل الصمام فلو فرضنا أنه لسبب ما إنخفض تيار الأنود (نتيجة لإنخفاض جهد تسخين الفتيل مثلاً أو نتيجة لقدم الصمام . . . الخ) فإنه ينخفض بالتالي جهد الكاثود أو بمعنى آخر تزداد جهد شبكة التحكم في الإتجاه الموجب . ومن المميزة الديناميكية فإنه ينتج عن هذه الزيادة الأخيرة في جهد شبكة التحكم زيادة في التيار الأنودي بحيث يمكن إختيار قيمة R_K بحيث تلاشي هذه الزيادة النقص الأصلي في التيار . ولذلك تسمى دارة الجهد الذاتي أحياناً بدارة الإقرار (أي إستقرار التشغيل) .

٧ــ٤ جهد الشبكة الحاجبة

عند إستخدام الصمامات الرباعية أو الخماسية في الدارات الإلكترونية فإنه يلزم منبع جهد موجب ثان لتغذية الشبكة الحاجبة حيث أن جهدها يختلف عن جهد الأنود . ولكن في معظم الأحيان يتم تغذية شبكة الحجب من نفس منبع الجهد الخاص بتغذية الأنود (كالمبين بالشكل ٧ــ٦) . وفي هذه الحالة يتم إختيار المقاومة R_s الخاصة بدارة شبكة الحجب بحيث يتحقق على هذه الشبكة الجهد اللازم لها . ويتضح من الشكل أن تيار الشبكة الحاجبة I_s يمر خلال هذه المقاومة فيفقد عليها فرق جهد مقداره $I_s R_s$ وبالتالي يكون جهد شبكة الحجب

$$V_s = E_b - I_s R_s - I_K R_K$$

أما الغرض من المكثف C_s فهو يقوم بدور الترشيح لجهد شبكة الحجب بحيث يمرر أي مركبة مترددة ــ قد تتولد على شبكة الحجب بسبب تغير تيار هذه الشبكة ــ إلى الأرض . وبذلك يبقى على هذه الشبكة المركبة المستمرة فقط . وتكون قيمة هذا المكثف قريبة من قيمة المكثف C_K .

٧ــ٥ مقاومة التسرب لشبكة التحكم

Control-grid leakage resistance R_g

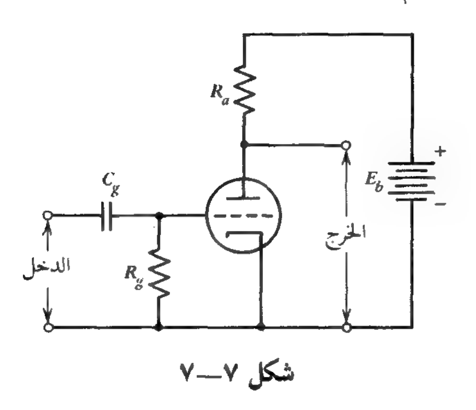
في كثير من الحالات يحتوي الجهد القادم لشبكة التحكم (جهد الدخل) على مركبة مستمرة فضلاً عن المركبة المترددة . ولمنع هذه المركبة المستمرة من الوصول إلى شبكة التحكم للمحافظة على نقطة التشغيل في وضع محدد يتم توصيل المكثف C_g كالموضح بالأشكال ٧ــ٥ ، ٧ــ٦ بدارة الدخل . ويتم ه السعة كبيرة نسبياً بحيث تكون ممانعتها للمركبة المترددة صغيرة جداً بالمقارنة بقيمة المقاومة R_g ، حتي يقع جهد بصه بأكمله (وليس جزء منه) على شبكة التحكم . أما المقاومة R_g والتي تسمى بمقاومة التسرب لشبكة التحكم فالغرض منها توصيل أي إلكترونات أو أيونات تصل إلى شبكة التحكم من الصمام إلى الأرض حتى لا تبقى هذه الإلكترونات أو الأيونات على الشبكة فتولد مركبة مترددة (وبمعنى آخر تولد ضوضاء في الصمام) . لذا يجب إختيار قيمة هذه المقاومة صغيرة حتى يكون فرق الجهد المتولد عليها نتيجة لتسرب التيار الشبكي خلالها إلى الأرض أصغر ما يمكن. ومن الناحية الأخرى فإنه عندما تكون قيمة هذه المقاومة صغيرة يتسرب جهد نبضة الدخل بدورة للأرض ولا تتأثر شبكة التحكم بجهد النبضة كاملا .

لذلك فإنه يجب إختيار قيمة هذه المقاومة كبيرة جداً بالنسبة لمانعة المكثف C_g . وهكذا فإنه عند

إختيار قيمة مقاومة التسرب يجب الموازنة بين أمرين : أولهما عدم إرتفاع مستوى الضوضاء الناتج عن تيار التسرب الشبكي وثانيهما عدم فقد جزء كبير من نبضات الدخل بسبب تقسيم هذه النبضات بين مقاومتين وهما R_g ، $1/2\pi fC_g$. وتتراوح قيمة مقاومة التسرب عادة بين ١٠٠ ك أوم ، وواحد ميجا أوم .

٧ـــ٦ معامل الكسب لمكبر بإستخدام صمام ثلاثي

يبين شكل ٧ـــ٧ الدارة الإلكترونية لمكبر (في أبسط صورها) بإستخدام صمام ثلاثي ولسهولة تحليل هذه الدارة (أو أي دارة أخرى) يتم عمل ما يسمى بالدارة المكافئة . ولعمل الدارة المكافئة يستعاض عن الصمام



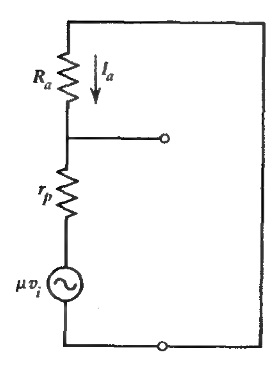
شكل ٧ـــ٧

بعناصر مكافئة حيث يمكن إعتباره كمنبع جهد متغير قيمته μv_i حيث v_i هو جهد الدخل ، μ معامل تكبير الصمام (راجع الباب الثالث) وهذا المنبع متصل على التوالي بمقاومة الصمام الديناميكية r_p (نظرية تيفينين). وكذلك يمكن التعويض عن الصمام بإعتباره منبع تيار مقداره $v_i g$ حيث g توصيلية الصمام ومتصل على التوازي مع مقاومته الديناميكية r_p (نظرية نورتن) . وبإتباع نظرية ثيفينين تكون الدائرة المكافئة للمكبر شكل ٧ـــ٧ هي عبارة عن منبع جهد مقداره μv_i متصل على التوالي مع المقاومة الديناميكية للصمام r_p ومع مقاومة تحميل الأنود R_L ويبين شكل ٧ـــ٨ الدارة المكافئة.وبإستخدام قانون كيرشهوف الثاني نحصل على

$$i_a(R_a+r_p)=\mu v_i$$

أي أن

$$i_a=\frac{\mu v_i}{R_a+r_p} \qquad (٧ـــ٤)$$



شمل ٧ـــ٨

حيث i_a هنا لا يعبر عن القيمة الفعلية لتيار الأنود الحقيقي . وإنما يعبر عن التغير في تيار الأنود الناتج عن منبع الجهد المتغير μv_i . بذلك نجد أن جهد الخرج هو عبارة عن

$$V_{\text{out}}=i_a R_a \qquad (٧—٥)$$

أي أن

$$V_{\text{out}}=\frac{\mu v_i R_a}{R_a+r_p} \qquad (٧—٦)$$

وحيث أن معامل الكسب للمكبر هو

$$A=\frac{V_{\text{out}}}{v_i} \qquad (٧—٧)$$

نجد أن

$$A=\frac{\mu v_i R_a}{v_i(R_a+r_p)}=\frac{\mu R_a}{R_a+r_p}=\frac{\mu}{1+\frac{r_p}{R_a}} \qquad (٧—٨)$$

أي أن معامل الكسب للمكبر يعتمد على كل من معامل التكبير للصمام ومقاومة تحميل الأنود والمقاومة الديناميكية للصمام . وعندما تكون $R_a \gg r_p$ نجد أن معامل الكسب للمكبر A .

$$A \simeq \mu$$

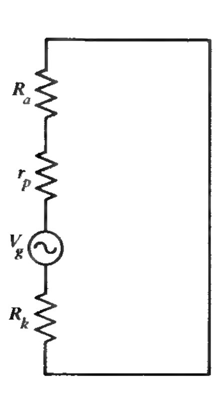
٧—٧ معامل كسب مكبر بمقاومة تغذية ذاتية للشبكة

نفرض أن لدينا دائرة مكبر كالمبين في شكل ٧—٥ ونفرض أن المكثف c_k غير موجود (لا يوجد هذا المكثف في بعض المكبرات) ولحساب معامل الكسب ترسم أولاً الدارة المكافئة كالمبينة بالشكل ٧—٩ . مع ملاحظة أن جهد الشبكة V_g في هذه الحالة لا يساوي جهد الدخل v_i ولكن يوجد على الشبكة جهد سالب مستمر مقداره $V_g=I_a R_k$. ولذلك يكون التغير الفعلي في جهد الشبكة V_g هو

$$V_g=v_i-i_a R_k \qquad (٧—٩)$$

وبإستخدام قانون كيرشهوف الثاني نجد أن

$$i_a(R_a+r_p+R_k)=\mu V_g=\mu(v_i-i_a R_k)$$



شكل ٧—٩

أو

$$i_a\{R_a+r_p+(1+\mu)R_k\}=\mu v_i$$

ومنها نحصل على

$$i_a=\frac{\mu v_i}{\{R_L+r_p+(1+\mu)R_K\}} \quad (١٠—٧)$$

وكما سبق فإن جهد الخرج عبارة عن

$$V_{out}=i_a\ R_a$$

ومعامل الكسب للمكبر هو

$$A=\frac{V_{out}}{v_i}$$

أي أن معامل الكسب هو

$$A=\frac{\mu R_a}{\{R_a+r_p+(1+\mu)R_k\}} \quad (١١—٧)$$

ويلاحظ من هذه العلاقة مدى تأثير مقاومة الكاثود على معامل الكسب حيث ينخفض معامل الكسب إنخفاضاً ملحوظاً بزيادة مقاومة الكاثود R_k .

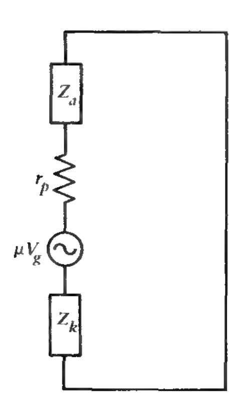
٧—٨ معامل كسب المكبر في الحالة العامة

في حالة توصيل السعة C_k على التوازي مع المقاومة R'_k ، وعند إستخدام معاوقة تحميل Z_a (وكثيراً ما تستخدم في الدارات الرنينية) مكونة من مقاومة أومية وعناصر خاملة (سعة وملف) تكون الدارة المكافئة في هذه الحالة كالمبين في شكل ٧—١٠ حيث أننا إستعضنا عن المقاومات الأومية بالمعاوقات Z_a ، Z_k .
وبإجراء نفس الخطوات السابقة يكون معامل الكسب في الحالة العامة هو

$$A=\frac{\mu Z_a}{\{Z_a+r_p+(1+\mu)Z_k\}} \quad (١٢—٧)$$

مثال :

صمام خماسي $6SJ7$ بارامتراته هي : $V_a=250V$ ، $V_s=100V$ ، $V_g=-3V$ ، $I_a=3\text{mA}$ ،



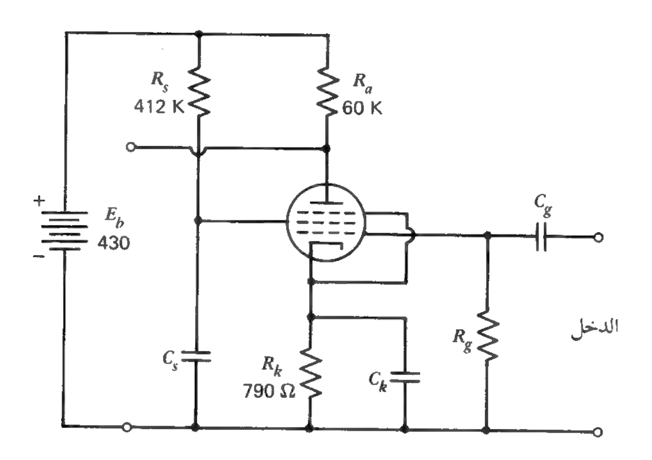
شكل ٧—١٠

$I_s=0.8\,mA$ ، $g=1500\,\mu hom$ ، $r_p=1M\Omega$. صمم دارة مكبر بإستخدام هذا الصمام للحصول على معامل كسب=٤٠ .

الحل :

نحسب أولاً معامل تكبير الصمام الخماسي (معامل التكبير الإستاتيكي μ) .

$$\mu=g\cdot r_p=10^6\times1500\times10^{-6}=1500$$



بعد ذلك ترسم دارة المكبر المطلوب (شكل ٧ــ١١) بإستخدام الصمام الخماسي . وتحسب قيم عناصر دارة الكاثود . ولسهولة إجراء الحسابات يمكن إعتبار أن مقاومة الكاثود عبارة عن مقاومة أومية فقط R_k . وبذلك

$$-V_g=V_k=I_k R_k=(I_a+I_s)R_k$$

$$\therefore\quad 3=3,8\times R_k\times10^{-3}$$

$$R_k=\frac{3000}{3,8}=790\Omega$$

وهكذا فإنه بإستخدام $R_k=790\Omega$ يتحقق الجهد الذاتي السالب على الشبكة دون الحاجة إلى منبع جهد سالب خارجي . وبذلك تتحقق نقطة التشغيل وهي $V_g=-3V$ ولحساب قيمة C_k نفرض أن المكبر سوف يستخدم لتكبير نبضات لا يقل ترددها عن ٢٠٠ هيرتز . عندئذ فإنه يجب أن تكون ممانعة المكثف C_k لهذه الترددات أقل من ٧٩ أوم (١٠٪ من قيمة المقاومة R_k) .

$$\therefore\quad 79=\frac{1}{2\pi fc_k}=\frac{1}{2\times3.14\times200\times C_k}$$

أي

$$C_k=\frac{1}{79\times6.28\times200}\simeq10\mu F$$

أي أنه يجب ألا تقل سعة C_k في هذه الحالة عن ١٠ ميكروفاراد . بعد ذلك تحسب قيمة R_a التي تحقق معامل الكسب اللازم من العلاقة

$$A=\frac{\mu R_a}{\{R_a+r_p+(1+\mu)R_k\}}$$

$$\therefore \quad 40=\frac{1500\times R_L}{R_a+10^6+1501\times 790}$$

ومنها $R_a=59884\Omega$ أي أن $R_a\simeq 60K\Omega$ ولكي يكون جهد الأنود ٢٥٠ ڤولت يجب أن يكون جهة المنبع E_b أكبر من هذه القيمة وحيث أن

$$E_b=V_a+I_aR_a$$

$$\therefore \quad E_b=V_a+I_aR_a=250+3\times 10^{-3}\times 60\times 10^3=430V$$

ثم تحسب بعد ذلك قيمة R_s بإستخدام دارة الشبكة ويتم ذلك كالآتي

$$V_s=E_b-I_sR_s$$

أي أن

$$100=430-0{,}8\times 10^{-3}\times R_s$$

$$\therefore \quad R_s=412500\Omega\cong 412K\Omega$$

أما قيمة C_s فتكون في حدود قريبة من C_k . وفي حالة تكبير نبضات ذي ترددات متوسطة يمكن إختيار قيمة $C_g=0.1\mu F$ ، $R_g=500K\Omega$ حيث أن تردد النبضات هو الذي يحدد قيم كل من C_g ، R_g .

٧ــ٩ معاوقة الخرج للمكبر

عندما يكون مخرج المكبر مأخوذاً من الأنود فإنه يمكن حساب معاوقة الخرج لدارة المكبر. وهذه المعاوقة هي عبارة عن المقاومة التي يتعرض لها جهد نبضة الخرج والتي تحدد قيمة التيار الذي يمكن سحبه من هذا الجهد. ولحساب قيمة معاوقة الخرج سوف نستخدم الدارة المكافئة لثيفينين. وطبقاً لنظرية ثيفينين فإن معاوقة الخرج هي

$$Z_{out}=\frac{V_{out.\ open\ circuit}}{I_{out.\ short\ circuit}} \qquad (١٣ــ٧)$$

حيث $V_{out\ open\ circuit}$ هو جهد ثيفينين المكافيء لجهد الخرج وهو عبارة عن جهد الخرج والدارة مفتوحة أو بمعنى آخر عندما تكون مقاومة تحميل دارة المكبر مساوية لمالانهاية.

وقد حددنا مسبقاً جهد الخرج وهو عبارة عن

$$V_{out}=\frac{\mu v_i R_a}{R_a+r_p+(1+\mu)R_k}$$

وبذلك يكون جهد ثيفينين المكافيء هو

$$V_{Thevenin}=V_{out\ open\ circuit}=\lim_{R_a=\infty} V_{out}$$

$$=\frac{\mu v_i}{1+\frac{r_e}{R_a}+(1+\mu)\frac{R_k}{R_a}}\cong \mu v_i \qquad (١٤ــ٧)$$

ويمكن تحديد التيار المار بالدارة وهي مقفولة $I_{out.\ short\ circ.}$ أي عندما $R_a \to 0$ وهذا التيار هو

$$I_{out.\ short\ circuit} = \lim_{R_a \to 0} i_a = \lim_{R_a \to 0} \frac{\mu v_i}{R_a + r_p + (1+\mu)R_L} \quad (١٥—٧)$$

$$= \frac{\mu v_i}{r_p + (1+\mu)R_k}$$

وبذلك تكون معاوقة الخرج هي

$$Z_{out} = \frac{V_{out.\ open\ circuit}}{I_{out.\ sh.\ circuit}} = r_p + (1+\mu)R_k \quad (١٦—٧)$$

وتحدد معاوقة الخرج هذه بأقصى قيمة للتيار يمكن سحبها من دارة الخرج ومن الواضح أن هذه المعاوقة تكون دائماً أكبر بكثير من المقاومة الديناميكية للصمام فإذا كان جهد الخرج مثلاً ١٠ فولت والمقاومة الديناميكية للصمام ١٠٠ كيلو أوم ومعامل التكبير الإستاتيكي له $\mu = 1000$ وإستخدمت مقاومة في دارة الكاثود مقدارها ١٠٠ أوم تكون معاوقة الخرج لدارة المكبر عبارة عن

$$Z_{out} = r_p + (1+\mu)R_k = 10^5 + 10^3 \times 10^2 = 2 \times 10^5 = 200K\Omega$$

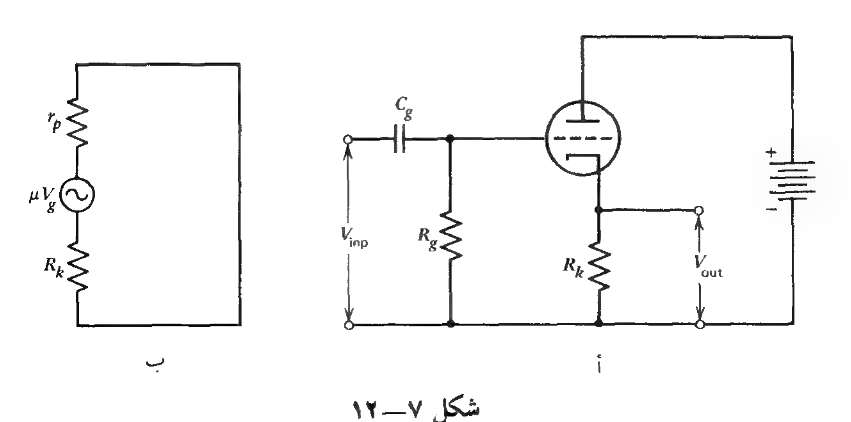
وبالتالي فإن أقصى قيمة للتيار يمكن سحبها من هذا المكبر هي

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{Z_{out}} = \frac{10}{2 \times 10^5} = 50\mu A$$

أي خمسون ميكروأمبير. وهذا التيار صغير جداً وقد لا يصلح لتغذية الأجهزة التالية أو لنقله خلال كابلات التوصيل حيث يفقد جزء منه. ولذلك يجب أن تكون معاوقة الخرج صغيرة جداً تمشياً مع الغرض المحدد لإستخدام المكبر.

٧—١٠ التابع الكاثودي

يختلف التابع الكاثودي عن المكبر العادي والذي تعرفنا على داراته في أن مخرجه يكون من الكاثود (كالمبين بالشكل ٧—١٢ أ) وليس من الأنود. ولذلك لا توصل به مقاومة تحميل في دارة الأنود. ويتميز



شكل ٧—١٢

التابع الكاثودي بمعاوقة خرج صغيرة جداً بالنسبة للمكبر العادي ولذلك فإنه يمكن سحب تيار كبير منه لتغذية الجهاز أو المرحلة التالية.

في حين أن معامل تحصيل التابع الكاثودي للجهد يكون دائماً أقل بقليل من الواحد الصحيح وبذلك فإنه يمكن إعتباره مكبراً للقدرة. كما يتميز التابع الكاثودي بأن فرق الطور بين جهد الدخل والخرج يكون مساوياً للصفر (أي أن إشارة نبضة الخرج تكون مشابهة لإشارة نبضة الدخل) ويمكن حساب معامل الكسب للجهد للتابع الكاثودي بنفس الأسلوب المتبع سابقاً وبإستخدام الدارة المكافئة المبينة بالشكل ٧—١٢ ب حيث

$$V_g = V_i - i_a R_K$$

وبإستخدام قانون كيرشهوف نجد أن

$$\mu V_g = i_a (r_p + R_K)$$

أي

$$\mu (v_i - i_a R_K) = i_a (r_p + R_K)$$

ومنها نجد أن

$$i_a = \frac{\mu v_i}{r_p + (1+\mu) R_K} \qquad (١٧—٧)$$

وبالتالي نجد أن جهد الخرج هو

$$V_{out} = i_a R_K = \frac{\mu v_i R_K}{r_p + (1+\mu) R_K}$$

ومنه نجد أن معامل كسب التابع الكاثودي للجهد هو

$$A = \frac{V_{out}}{v_{inp}} = \frac{\mu R_K}{r_p + (1+\mu) R_K} = \frac{\mu}{(1+\mu) + \frac{r_p}{R_K}} \approx \frac{\mu}{\mu+1} \qquad (١٨—٧)$$

وبالتالي نجد أن معامل الكسب للجهد للتابع الكاثودي يكون دائماً أقل من الواحد الصحيح. ولحساب معاوقة الخرج للتابع الكاثودي نستخدم نفس الأسلوب المتبع سابقاً كالآتي:

$$V_{out.\ open\ circuit} = \lim_{R_K \to \infty} V_{out} = \lim_{R_K \to \infty} \frac{\mu v_i R_K}{r_p + (1+\mu) R_K} \qquad (١٩—٧)$$

$$\frac{\mu v_i}{(\mu+1) + \frac{r_p}{R_K}} \cong \frac{\mu v_i}{\mu+1}$$

$$I_{out.\ short\ circuit} = \lim_{R_K \to 0} i_a = \lim_{R_K \to 0} \frac{\mu v_i}{r_p + (1+\mu) R_K} \qquad (٢٠—٧)$$

$$\cong \frac{\mu v_i}{r_p}$$

وبذلك تكون معاوقة الخرج للتابع الكاثودي هي

$$Z_{out}=\frac{V_{out.\ open\ circuit}}{I_{out.\ short\ circuit}}=\frac{\mu v_i}{\mu+1}\times\frac{r_p}{\mu v_i}=\frac{r_p}{\mu+1} \qquad (٢١—٧)$$

فإذا إستخدم صمام مقاومته الداخلية ١٠٠ كيلواوم (أي نفس الصمام المستخدم لعمل المكبر العادي) ومعامل تكبيره $\mu=1000$ تكون معاوقة الخرج لدارة التابع الكاثودي هي

$$Z_{out}=\frac{10^5}{10^3+1}\cong\frac{10^5}{10^3}=100\Omega$$

فإذا كان جهد الخرج عبارة عن ١٠ فولت يكون تيار الخرج الذي يمكن سحبه عبارة عن

$$I_{out}=\frac{10V}{100\Omega}=100\text{ mA}$$

وهذا تيار كبير جداً بالنسبة للتيار الذي يمكن سحبه من المكبر العادي (أكبر منه بمقدار ٢٠٠٠ مرة) . ولذلك يستخدم التابع الباعثي كمرحلة نهائية في معظم الدارات الإلكترونية وذلك لإمكانية سحب تيار كاف لتشغيل ما يلي من أجهزة .

أسئلة للمراجعة

١ — عرف كل من خط التحميل للجهد المستمر ، ونقطة التشغيل ، التشويه اللاخطي في المكبرات .
٢ — إشرح كيف يمكنك عمل المميزة الديناميكية لصمام خماسي .
٣ — إشرح كيف يمكنك تحقيق نقطة التشغيل على شبكة التحكم في كل من الصمام الثلاثي والرباعي دون إستخدام منبع جهد إضافي .
٤ — كيف يمكن تحقيق الجهد اللازم للشبكة الحاجبة دون إستخدام منبع جهد منفصل .
٥ — ما هو دور مقاومة التسرب لشبكة التحكم وكيف يتم إختيار قيمتها .
٦ — أوجد معامل الكسب لمكبر لا يشتمل على دارة تحيز ذاتي للشبكة. إرسم الدارة الأساسية لهذا المكبر.
٧ — أوجد معامل الكسب لمكبر يشتمل على دارة تحيز ذاتي للشبكة مع رسم دارته الأساسية .
٨ — ما هو تعريف معاوقة الخرج لمكبر. أوجد قيمة هذه المعاوقة عند تحميل المكبر من الأنود .
٩ — إرسم الدارة الأساسية للتابع الكاثودي . وإحسب معامل كسبه للجهد .
١٠ — ما هو الفرق بين المكبر المحمل من الأنود . والتابع الكاثودي .
١١ — أوجد قيمة معاوقة الخرج التابع الكاثودي .
١٢ — إرسم الدارة الأساسية لمكبر مستخدماً صماماً خماسيا . وإشرح دور كل عنصر من عناصر هذه الدارة .
١٣ — صمام خماسي بارامتراته هي $V_a=250\text{v}$ ، $V_s=100\text{ V}$ ، $I_a=40\text{ mA}$ ، $I_s=5\text{ mA}$ ، $V_g=-15\text{V}$ $r_p=80\text{K}\Omega$ ، $g=2.5\text{mA/V}$. صمم دارة تابع كاثودى مستخدما هذا الصمام . واحسب معاوقة الخرج له . وإذا كان جهد الدخل عبارة عن $V_{inp}=10\sin\omega t$ أوجد قيمة كل من جهد وتيار الخرج .
١٤ — صمام ثلاثي بارامتراته هي : $V_a=200\text{V}$، $I_a=7\text{ mA}$ ، $V_g=-6\text{V}$ ، $r_p=7\text{k}\Omega$ ، $\mu=20$. إرسم دارة مكبر مستخدماً هذا الصمام للحصول على معامل كسب مقداره ١٠ وإحسب جميع عناصر الدارة .

١٥ ــ صمام خماسي بارامتراته هي : $V_a=250V$ ، $V_s=100V$ ، $I_a=3\,mA$ ، $I_s=0.8\,mA$ ، $V_g=-3V$ ، $r_p=1M\Omega$ ، $g=1.6mA/V$ فإذا إستخدم هذا الصمام في دارة مكبر وكان معامل كسبه ٢٠ . فأوجد قيمة كل من مقاومة التحميل R_a اللازمة وجهد المنبع المطلوب . أوجد معاوقة الخرج لهذا المكبر .

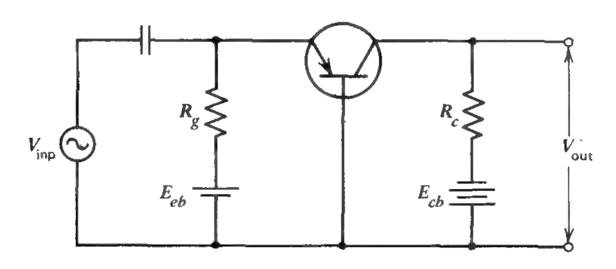
الباب الثامن

Transistor as an Amplifier

إستخدام الترانزستور في دارات التكبير

٨ــ١ المكبر الترانزستوري بقاعدة مشتركة ــ معاملات الكسب والدارة المكافئة

عند توصيل منبع الجهد المتردد v_{in} بدارة الدخل للترانزستور ذي القاعدة المشتركة كالمبين في شكل ٨ــ١ تتغير قيمة التيار المار خلال الترانزستور تبعاً لقيمة جهد نبضة الدخل وإشارتها . فإذا كان جهد التحييز بين الباعث والقاعدة عبارة عن E_{eb} يصبح جهد الباعث قاعدة عبارة عن $E_{eb}+v_{inp}$ وينتج عن ذلك



شكل ٨ــ١

تغير في تيار الباعث مقدارة J_e (أي يصبح تيار الباعث عبارة عن I_e+J_e حيث I_e هو تيار الباعث المستمر الناتج عن تحييز الباعث تحييزاً مباشراً بواسطة المنبع E_{eb}) ونتيجة لذلك يتغير تيار المجمع بمقدار J_c (طبقاً للعلاقة ٥ــ٤١) ويتغير بالتالي فرق الجهد الواقع على مقاومة التحميل R_c بمقدار

$$\Delta v_{cb} = -R_c J_c \qquad (٨ــ١)$$

وهكذا يظهر عاملان يؤدي كل منها إلى تغيير تيار المجمع . وهذان العاملان هما :

أ ــ تغير تيار الباعث بمقدار J_e

ب ــ تغير جهد المجمع ــ قاعدة بمقدار Δv_{cb}

وبالتالي يكون التغير الكلي في تيار المجمع والناتج عن هذين السببين هو

$$J_c = -\alpha J_e + \frac{v_{cb}}{r_c} \qquad (٨ــ٢)$$

حيث r_c هي المقاومة العكسية لملتقى المجمع — قاعدة . وبربط العلاقتين (٨—١) ، (٨—٢) نجد أن التغير الكلي في جهد المجمع والناتج عن نبضة الدخل v_{inp} هو

$$v_{cb}=\frac{\alpha J_e r_c R_c}{R_c+r_c} \tag{٨—٣}$$

وهذا التغير في جهد المجمع يمكن أن يؤدي بدوره إلى تغير جديد في تيار الباعث J'_e فإذا أمكن إهمال هذا التغير الجديد في تيار الباعث فإنه يمكن إعتبار أن التغير الوحيد في تيار الباعث ناتج عن نبضة الدخل v_i أي أن

$$V_{\text{inp}}=J_e r_e \tag{٨—٤}$$

حيث r_e هي المقاومة المباشرة لملتقي الباعث — قاعدة . وهكذا فإنه يمكن رسم الدارة المكافئة للترانزستور ذي القاعدة المشتركة بإستخدام نظرية ثيفينين بالنسبة لنبضة الدخل على أنها تغير في تيار الباعث مقداره J_e يمر خلال مقاومة مقدارها r_e ويؤدي إلى توليد منبع جهد على المجمع مقداره $\alpha r_c J_e$ متصل على التوالي مع مقاومة مقدارها r_c . وحيث أن معامل كسب المكبر للجهد عبارة عن

$$A_v=\frac{v_{cb}}{v_{\text{inp}}} \tag{٨—٥}$$

نجد أن هذا المعامل هو

$$A_v=\frac{\alpha J_e r_c R_c}{(R_c+r_c)}\times\frac{1}{J_e r_e}=\frac{\alpha r_c R_c}{(R_c+r_c)r_e} \tag{٨—٦}$$

إما معامل كسب المكبر للتيار فهو عبارة عن

$$A_I=\frac{\text{التغير في تيار الخرج}}{\text{التغير في تيار الدخل}} \tag{٨—٧}$$

لذا نجد أن معامل كسب المكبر للتيار هو

$$A_I=\frac{\alpha r_c J_e}{(r_c+R_c)}\times\frac{1}{J_e}=\frac{\alpha r_c}{R_c+r_c} \tag{٨—٨}$$

ومن المعروف أن المقاومة العكسية لملتقى المجمع — قاعدة تكون كبيرة (حوالي ١ ميجا أوم) أي أن $r_c \gg R_c$ (حيث أن قيمة R_c تكون في حدود عدة كيلوأوم) . وبذلك فإنه يمكن إعتبار أن معامل الكسب لكل من الجهد والتيار يمكن تحديدها بالعلاقات :

$$A_v=\frac{\alpha R_c}{(1+R_c/r_c)r_e}\cong\frac{\alpha R_c}{r_e}=\frac{\alpha R_c}{Z_i} \tag{٨—٩}$$

حيث Z_i تسمى بمعاوقة الدخل للمكبر وهي تساوي r_e. في هذه الحالة

$$A_I=\frac{\alpha}{(1+R_c/r_c)}\cong\alpha \tag{٨—١٠}$$

فإذا كانت $R_c = 1K\Omega$ وكانت المقاومة المباشرة $r_e = 25\Omega$ ، ومعامل تكبير التيار للترانزستور هو $-0,98 = \alpha$
نجد أن معامل الكسب للجهد لهذا المكبر هو ≃ ٣٩ في حين أن معامل كسب التيار هو ≃ ٠,٩٨ . وبالتالي يكون معامل كسب القدرة = ٣٩×٠,٩٨ = ٣٨ .

أ ــ وهكذا فإنه يمكن تلخيص خصائص المكبر عند إستخدام الترانزستور بقاعدة مشتركة كالآتي
معامل كسب عال للجهد (تبعاً لقيمة R_c).

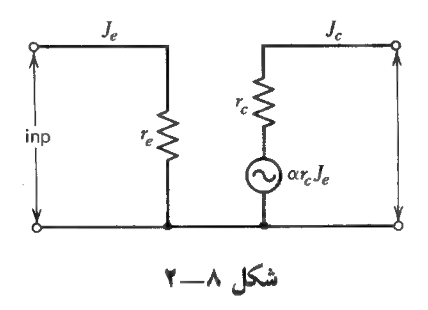
ب ــ معامل كسب منخفض للتيار.

جـ ــ معاوقة دخل المكبر صغيرة (في حدود ٢٥ أوم وتتغير تبعاً لنوع الترانزستور) .

د ــ معاوقة خرج المكبر عالية (في حدود ١ ميجا أوم) .

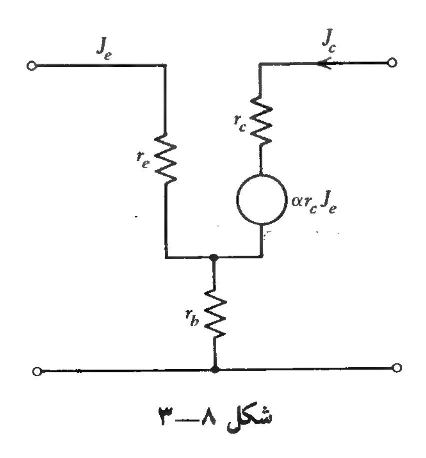
كما يلاحظ كذلك أن كلاً من نبضة الدخل والخرج يكون لهم نفس الطور في حالة إستخدام الترانزستور بقاعدة مشتركة . أي أنه عندما يزداد جهد الدخل يزداد كذلك جهد الخرج .

وتجدر الإشارة إلى أن الدارة المكافئة للترانزستور ذي القاعدة المشتركة والموضحة في شكل ٨ــ٢ لم



شكل ٨ــ٢

تأخذ في الإعتبار تيار القاعدة والذي يساوي $(1+\alpha)$ من تيار الباعث فإذا أخذنا هذا التيار المار خلال القاعدة في الإعتبار فإنه يجب تحديد مقاومة القاعدة لهذا التيار . وعند النظر إلى القاعدة على أنها تمثل مقاومة r_b تصبح الدارة المكافئة للترانزستور كتلك المبينة في شكل ٨ــ٣ . وتكون قيمة مقاومة القاعدة عادة أكبر بكثير من المقاومة المباشرة لملتقى الباعث ــ قاعدة (r_b حوالي ٥٠٠ ــ ١٥٠٠ (أوم) . وجدير بالذكر أن قيمة هذه المقاومة لا تؤثر على معامل كسب دارة المكبر للتيار كما أن تأثيرها على معامل الكسب للجهد ضعيف جدا ، حيث يمكن إيجاد معامل كسب الجهد للدارة المكافئة المبينة في شكل ٨ــ٣ وهو



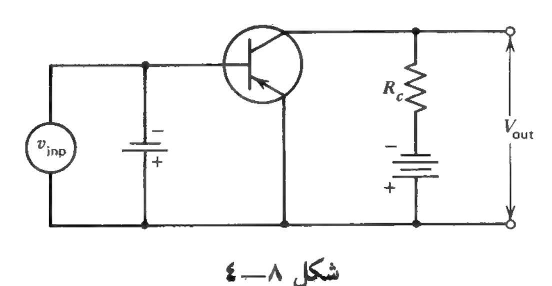
شكل ٨ــ٣

$$A_v = \frac{\alpha R_c}{r_e + (1+\alpha) r_b} \qquad (٨—١١)$$

وهذه العلاقة الأخيرة لا تختلف كثيراً عن العلاقة (٨—٩) وذلك لأن المعامل α يكون قريباً من الواحد الصحيح .

٨—٢ المكبر الترانزستور S ذو الباعث المشترك—معاملات الكسب ودارته المكافئة

عند توصيل الترانزستور في دارة المكبر بباعث مشترك وتوصيل منبع الجهد المتردد المطلوب تكبيره كالمبين في شكل ٨—٤ ، فإنه نتيجة لدخول نبضة الدخل يتغير تيار القاعدة بمقدار J_b ونتيجة لذلك يتغير كل



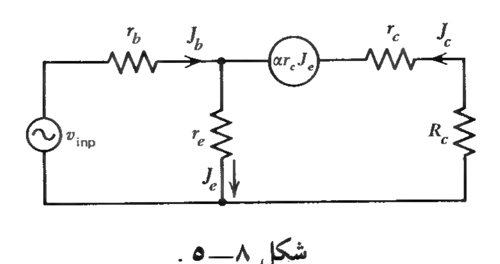
شكل ٨—٤

من تيار الباعث وبالتالي تيار المجمع فيحدث تغير في فرق الجهد الواقع على مقاومة التحميل وتظهر بالتالي نبضة الخرج . ولسهولة حساب معاملات الكسب سوف نستخدم الدارة المكافئة للترانزستور وهو متصل بباعث مشترك في هذه الحالة تكون الدارة المكافئة للترانزستور كالمبينة في شكل ٨—٥ . حيث أننا إستبدلنا ملتقى المجمع قاعدة بمنبع جهد متردد عبارة عن $\alpha r_c J_e$ متصل على التوالي مع مقاومة المجمع قاعدة العكسية r_c وعبرنا عن القاعدة بمقاومتها المكافئة وعن ملتقى الباعث—قاعدة بمقاومته المباشرة . فإذا حدث تغير في تيار القاعدة مقداره J_b (نتيجة دخول نبضة الدخل) نتج عن ذلك تغير مقابل في تيار الباعث J_e وفي تيار المجمع J_c . وبإستخدام قانون كيرشهوف للتيار نجد أن

$$J_b = -(J_c - J_e) \qquad (٨—١٢)$$

ولما كان التغير في تيار المجمع J_c عند ثبات تيار التشبع العكسي I_{co} عبارة عن

$$J_c = |\alpha| J_e$$



شكل ٨—٥ .

تصبح العلاقة ٨ــ ١٢ كالآتي

$$J_b = -|\alpha| J_e + J_e = (1-|\alpha|) J_e \qquad (٨ــ١٣)$$

وبإستخدام قانون كيرشهوف للجهد بالنسبة لدارة الدخل نجد أن

$$v_{\text{inp}} = J_b r_b + J_e r_e \qquad (٨ــ١٤)$$

وبالتعويض عن تيار الباعث من العلاقة (٨ــ١٣)

$$v_{\text{inp}} = J_b r_b + \frac{J_b}{1-|\alpha|} r_e = J_b \left(r_b + \frac{r_e}{1-|\alpha|} \right) = J_b \{ r_b + r_e (1+\beta) \} = J_b Z_{\text{inp}} \qquad (٨ــ١٥)$$

حيث Z_{inp} تمثل معاوقة الدخل لهذا المكبر وهي

$$Z_i = \{ r_b + r_e (1+\beta) \} \qquad (٨ــ١٦)$$

β هي معامل تكبير التيار للترانزستور ذي الباعث المشترك .

ويلاحظ أن معاوقة الدخل للمكبر عند توصيل الترانزستور بباعث مشترك تكون اكبر بكثير من مثيلتها في حالة المكبر عند توصيل الترانزستور بقاعدة مشتركة .

وحيث أن معامل كسب المكبر للجهد هو

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{inp}}}$$

نجد أن معامل كسب المكبر للجهد في هذه الحالة هو

$$A_v = \frac{J_c R_c}{v_{\text{inp}}} = \frac{-\alpha J_e R_c}{J_b \{ r_b + r_e (1+\beta) \}}$$

$$= \frac{-\alpha R_c}{(1-|\alpha|) \{ r_b + r_e (1+\beta) \}} = \frac{-\beta R_c}{\{ r_b + r_e (1+\beta) \}} \qquad (٨ــ١٧)$$

أما معامل كسب المكبر للتيار فهو

$$A_I = \frac{J_{\text{out}}}{J_{\text{inp}}} = \frac{J_c}{J_b} = \frac{-\alpha J_e}{J_e (1-|\alpha|)} = \frac{-\alpha}{1-|\alpha|} = -\beta \qquad (٨ــ١٨)$$

وهذا المعامل أكبر بكثير من قيمة α

وهكذا فإنه يمكن تلخيص خصائص المكبر عند إستخدام للترانزستور بباعث مشترك كالآتي

أ ــ معامل كسب عال للجهد .

ب ــ معامل كسب عال للتيار . وبالتالي معامل كسب عال للقدرة .

جـ ــ معاوقة دخل كبيرة .

د ــ معاوقة خرج كبيرة .

فإذا استخدم الترانزستور ذو المواصفات المحددة في البند السابق بباعث مشترك وبنفس مقاومة التحميل R_L نجد أن

معامل الكسب للجهد = $A_v = \dfrac{-0.98 \times 1000}{25 + (0.02)(500)} = -28$

ومعامل الكسب للتيار = $A_I = \frac{-0.98}{0.02} = -49$

ومعامل كسب القدرة = ٢٨ × ٤٩ = ١٣٧٢ .

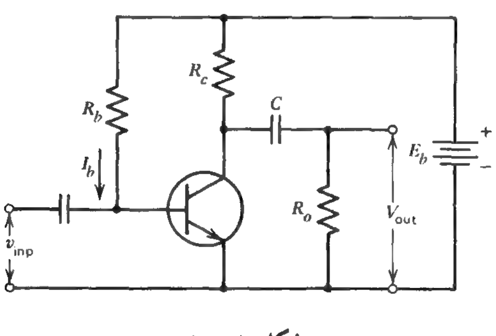
ومعاوقة الدخل هي $Z_{in} = 500 + \frac{25}{1-0.98} = 1750\Omega$

ومعاوقة الخرج هي ١ ميجا أوم .

وتجدر الإشارة هنا إلى أن إستقرار تشغيل المكبر عند توصيل الترانزستور بباعث مشترك تكون عادة أسوأ من إستقراره في حالة القاعدة المشتركة نظراً لإعتماد تيار القاعدة إعتماداً كبيراً على درجة الحرارة (راجع الباب الخامس) لكنه يمكن تلافي عدم الإستقرار بإستخدام مقاومات في دارات الباعث كما سيبين في البنود التالية .

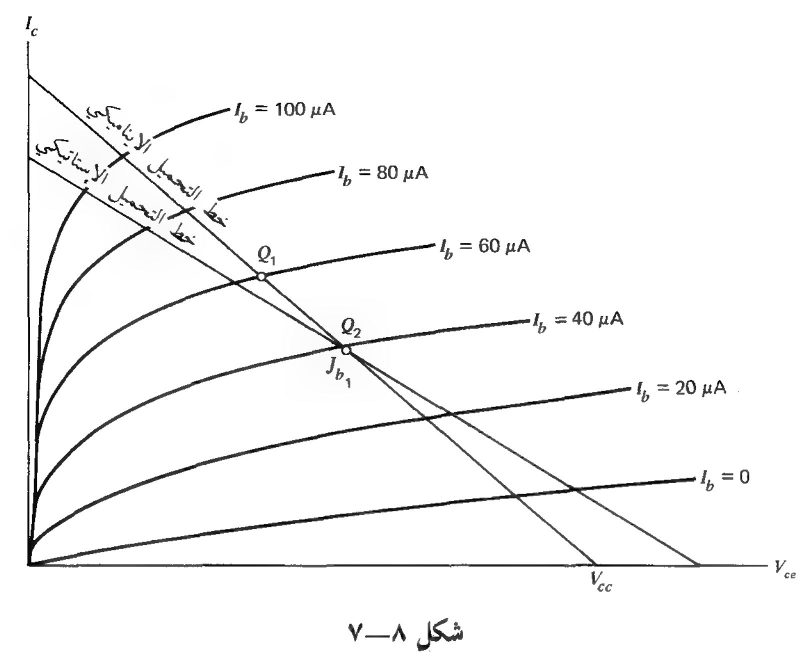
٨ــ٣ نقطة التشغيل وخط التحميل الإستاتيكي والديناميكي

في العديد من الدارات العملية يستخدم منبع واحد للجهد المستمر لتحييز الترانزستور بالجهود المطلوبة . ويبين شكل ٨ــ٦ دارة مكبر حيث إستخدم منبع واحد للجهد E_b لتحييز كل من ملتقى المجمع ــ قاعدة



شكل ٨ــ٦

وملتقى الباعث قاعدة وذلك باضافة المقاومة R_b والتي تعمل مع مقاومة ملتقى القاعدة ــ باعث كمقسم للجهد فيتحقق بذلك الجهد المطلوب على القاعدة ــ كما يبين شكل ٨ــ٧ مجموعة مميزة الخرج الإستاتيكية للترانزستور ذي الباعث المشترك ، وهي عبارة عن علاقة تيار المجمع I_c بجهد المجمع ــ باعث عند قيم مختلفة لتيار القاعدة . ويتم عمل خط التحميل الإستاتيكي بنفس الأسلوب المتبع في الباب السابع بواسطة نقطتين الأولى هي $I_c = \frac{E_b}{R_c}$ ، $V_{ce} = 0$ والثانية هي $I_c = 0$ ، $V_{ce} = E_b$ ، أما خط التحميل الديناميكي فيتم عمله بأخذ مقاومة الدخل للمرحلة التالية والمبينة على الشكل بالمقاومة R_o بقيمة مختلفة عن المالانهاية . وبالتالي تصبح مقاومة التحميل عبارة عن المقاومة المكافئة لتوصيل المقاومتين R_o ، R_c على التوازي مع إعتبار ممانعة مكثف الربط مساوية للصفر . يلاحظ أن نقطة التشغيل Q_1 والتي تم إختيارها في منتصف خط التحميل الإستاتيكي لا تقع في منتصف خط التحميل الديناميكي بحيث أن نبضة الدخل تخرج مشوهة إذا زاد التغير الناتج عنها في تيار القاعدة أكثر من ± ٤٠ – ٨٠ ميكرو أمبير . لذا فإنه يستحسن إختيار نقطة جديدة هي عبارة عن Q_2



شكل ٨ــ٧

بحيث لا يحدث تشويه لنبضة الخرج إذا كان تغير تيار القاعدة الناتج عن جهد الدخل في حدود ± ٦٠ ميكرو أمبير.

٨ــ٤ التحييز الثابت للقاعدة أو نقطة التشغيل الثابتة

The Fixed Bias Operating Point

يمكن تحقيق نقطة التشغيل Q_2 وذلك بتحديد قيمة التيار I_{b2} المطلوبة وإختيار قيمة المقاومة R_b بحيث تحقق هذا التيار أي

$$I_b = \frac{E_b - V_{be}}{R_b} = I_{b2} \qquad (٨ــ١٩)$$

ولما كانت قيمة $E_b \gg$ من قيمة V_{be} (حيث تكون قيمة V_{be} في حدود ٠,٢ ــ ٠,٥ فولت) فإنه يمكن إعتبار أن

$$I_{b2} = \frac{E_b}{R_b} \qquad (٨ــ٢٠)$$

وهكذا نجد أن I_{b2} ثابت وبالتالي تكون قيمة V_{be} ثابتة. أي أنه بإستخدام المقاومة R_b يصبح تحييز القاعدة بالنسبة للباعث ثابتاً وتعرف نقطة التشغيل في هذه الحالة بنقطة التشغيل الثابتة.

وأحد عيوب هذه الطريقة أنه في حالة تغيير الترانزستور ــ بآخر من نفس النوع ونفس الخصائص فإن تيار القاعدة للترانزستور الجديد قد يكون مختلفاً (حيث تختلف قيم التيارات والبارامترات للترانزستور من نفس

النوع في حدود ±٢٠٪) . وبذلك يمكن أن يكون تحييز القاعدة بنفس المقاومة R_b غير صحيحاً ويلزم في هذه الحالة تغيير قيمة R_b لتعود نقطة التشغيل إلى مكانها المحدد .

وأما العيب الأكثر أهمية فهو عدم إستقرار نقطة التشغيل بالنسبة للتغير في درجة الحرارة حيث يعتمد تيار المجمع إعتماداً كبيراً على درجة الحرارة . فالعلاقة بين تيار المجمع وتيار القاعدة (راجع الباب الخامس) هي

$$J_c = \beta I_b + (1+\beta) I_{co}$$

وبتفاضل هذه العلاقة بالنسبة لتيار المجمع نحصل على

$$1 = \beta \frac{\partial I_b}{\partial I_c} + (1+\beta)\frac{\partial I_{co}}{\partial I_c} = \beta \frac{\partial I_b}{\partial I_c} + \frac{(1+\beta)}{S} \qquad (٨—٢١)$$

حيث أن معامل عدم الإستقرار في تشغيل الترانزستور بالنسبة للتغير في درجة الحرارة هو

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial I_{co}}$$

بذلك نجد أن معامل عدم الإستقرار الحراري هو

$$S = \frac{1+\beta}{1-\beta(\partial I_b/\partial I_c)} \qquad (٨—٢٢)$$

ولتحديد قيمة هذا المعامل لأي دارة من دارات تحييز الترانزستور يجب تحديد كيفية تغير تيار القاعدة بتغير تيار المجمع لدارة التحييز المحددة والتعويض في العلاقة (٨—٢٢) . وبالنسبة لدارة نقطة التشغيل الثابتة نجد أن تيار القاعدة لا يعتمد على تيار المجمع وبالتالي تكون قيمة $\partial I_b/\partial I_c = 0$

أي أن

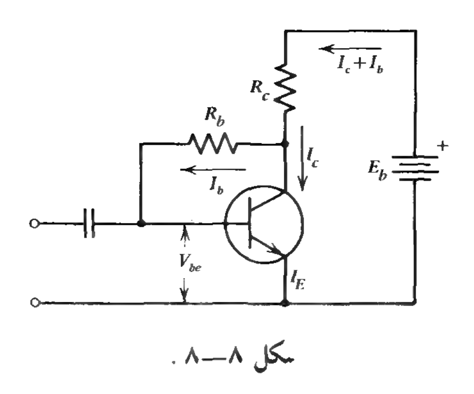
$$S = 1+\beta$$

فإذا كان المعامل $\beta = 50$ فإن $S = 51$ وهذا يعني أن تيار المجمع يتغير بواقع ٥١ مرة أكثر من تغير تيار التشبع العكسي .

٨—٥ التحييز من المجمع للقاعدة The Collector-to-Base Bias

لزيادة إستقرار تشغيل الترانزستور بالنسبة لتغير درجة الحرارة وتخفيض معامل عدم الإستقرار الحراري يتم توصيل المقاومة R_b (شكل ٨—٦) بطرف المجمع بدلاً من توصيلها بمنبع الجهد مباشرة . ويسمى تحييز القاعدة في هذه الحالة والمبين في (شكل ٨—٨) بالتحييز من المجمع للقاعدة. ولكي نوضح كيفية تأثير هذا التحييز على إستقرار تشغيل الترانزستور نفرض أن تيار المجمع I_c قد إزداد بسبب الزيادة في درجة الحرارة . عندئذ يزداد فرق الجهد الواقع على المقاومة R_c وينخفض بالتالي فرق الجهد بين المجمع والباعث V_{ce} ونتيجة لذلك يقل تيار القاعدة مما يؤدي بدوره إلى إنخفاض تيار المجمع فتكون محصلة الزيادة أقل منها في حالة التحييز الثابت . ويمكن حساب معامل عدم الإستقرار الحراري للدارة شكل ٨—٨ وذلك بتطبيق قانون كيرشهوف للجهد على الدارة المكونة من كل من منبع الجهد E_b ، R_c ، R_b وملتقى القاعدة باعث حيث نجد أن

$$E_b = (I_b + I_c) R_c + I_b R_b + V_{be}$$



شكل ٨ــ٨ .

أي أن

$$I_b = \frac{E_b - V_{be} - I_c R_c}{R_c + R_b} \qquad (٨ــ٢٣)$$

وبتفاضل هذا التيار بالنسبة لتيار المجمع مع الأخذ في الإعتبار أن V_{be} تكاد تكون ثابتة بالنسبة للتغير في تيار المجمع فإننا نجد

$$\frac{\partial I_b}{\partial I_c} = -\frac{R_c}{R_c + R_b} \qquad (٨ــ٢٤)$$

وبالتعويض بهذه المعادلة الأخيرة في العلاقة (٨ــ٢٢) نجد أن

$$S = \frac{1+\beta}{1+\beta R_c/(R_c+R_b)} \qquad (٨ــ٢٥)$$

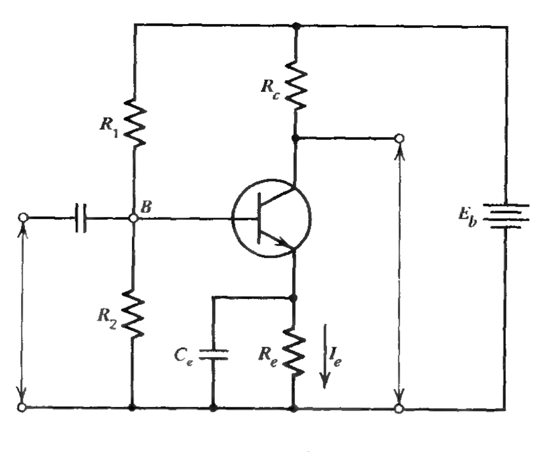
وهذا المعامل أقل من $1+\beta$ والذي حصلنا عليه في حالة التحييز الثابت . فاذا كانت $R_b = 20\text{k}\Omega$ ، $R_c = 1\text{k}\Omega$، وإستخدم نفس الترانزستور السابق $\beta = 50$ نجد أن

$$S = \frac{51}{1+50(1/21)} \simeq 15$$

أي أقل من ثلث القيمة السابقة .

٨ــ٦ التحييز الذاتي أو الباعثي Self or Emitter Bias

في بعض الدارات تكون قيمة R_c صغيرة . وفي هذه الحالة يتخذ معامل عدم الإستقرار الحراري S قيماً كبيرة بحيث يصبح قريباً من نفس معامل دارة التحييز الثابت . وفي هذه الحالة تستخدم دارة أخرى للتحييز تعرف بإسم دارة التحييز الذاتي أو الباعثي . وتتميز هذه الدارة والمبينة في شكل ٨ــ٩ بتوصيل الباعث بمقاومة R_e ممايؤدي إلى وجود جهد (تحييز) ذاتي على الباعث مقداره $I_e R_e$ ويكون هذا التحييز كقاعدة تحييزاً عكسياً لملتقى الباعث ــ قاعدة . وحيث أن تحييز الباعث ــ قاعدة يجب أن يكون تحييزاً مباشراً فإنه يمكن إختيار جهد



شكل ٨ــ٩

القاعدة اللازم (أي نقطة التشغيل) من نفس منبع تغذية المجمع E_b وذلك بإستخدام مقسم الجهد المكون من المقاومتين R_1 ، R_2 حيث يكون جهد القاعدة في هذه الحالة مساوٍ

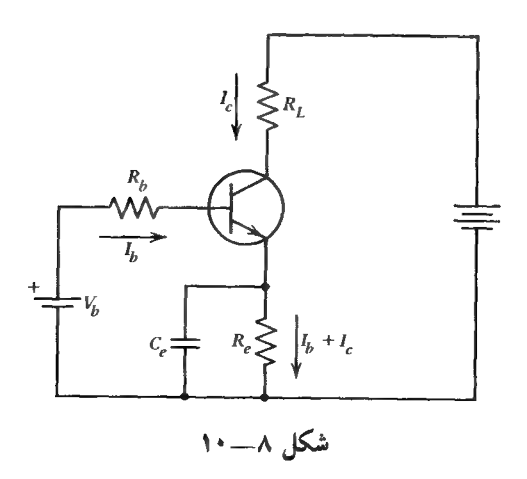
$$V_b=\frac{E_b R_2}{R_1+R_2}$$

ولسهولة إيجاد معامل عدم الإستقرار الحراري يستحسن إستبدال الدارة المبينة بالشكل ٨ــ٩ بدارتها المكافئة والمبينة بالشكل ٨ــ١٠ حيث أن القاعدة تظهر وكأنها متصلة بمنبع جهد مقداره $V_b=E_b R_2/R_1+R_2$ خلال مقاومة مقدارها $R_b=R_1 \cdot R_2/R_1+R_2$ وبإستخدام قانون كيرشهوف للجهد لدارة القاعدة ــ باعث نحصل على

$$V_b=I_b R_b+V_{be}+(I_b+I_c)R_e \qquad (٨ــ٢٦)$$

فإذا إعتبرنا أن V_{be} ثابت ولايعتمد على تيار المجمع I_c فإنه بتفاضل هذه العلاقة بالنسبة لتيار المجمع نحصل على

$$\frac{\partial I_b}{\partial I_c}=-\frac{R_e}{R_e+R_b} \qquad (٨ــ٢٧)$$



شكل ٨ــ١٠

وبالتعويض عن قيمة R_b في هذه العلاقة الأخيرة نجد أن

$$\frac{\partial I_b}{\partial I_c} = -\frac{R_e}{R_e + R_1 R_2/(R_1+R_2)} \qquad (٨—٢٨)$$

وبالتعويض عن قيمة $\partial I_b/\partial I_c$ في العلاقة (٨—٢٢) نجد أن معامل عدم الإستقرار هو

$$S = \frac{1+\beta}{1+\beta\left\{\dfrac{R_e}{R_e + R_1 R_2/(R_1+R_2)}\right\}} \qquad (٨—٢٩)$$

وهكذا نجد أن معامل عدم الإستقرار يقل بزيادة قيمة مقاومة الباعث وبإنخفاض قيمة $\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$ لذا فإنه يجب أن تكون قيمة كل من R_1 ، R_2 أقل ما يمكن ليكون الإستقرار الحراري أحسن ما يمكن. فإذا كانت قيمة $R_1 R_2/R_1+R_2 \ll R_e$ عندئذ تصبح قيمة $S=1$. وعند تخفيض قيمة كل من R_1 ، R_2 يجب المحافظة على نفس نقطة التشغيل على القاعدة. أي أنه يجب تخفيض كل من R_1 ، R_2 بنفس المعدل حتى يبقى جهد القاعدة ثابتا.

وللمحافظة على معامل كسب المكبر ثابتاً (طبقاً للعلاقة ٨—١٧) فإنه يجب توصيل سعة كبيرة C_e على التوازي مع مقاومة الباعث (أنظر باب التغذية الخلفية في المكبرات).

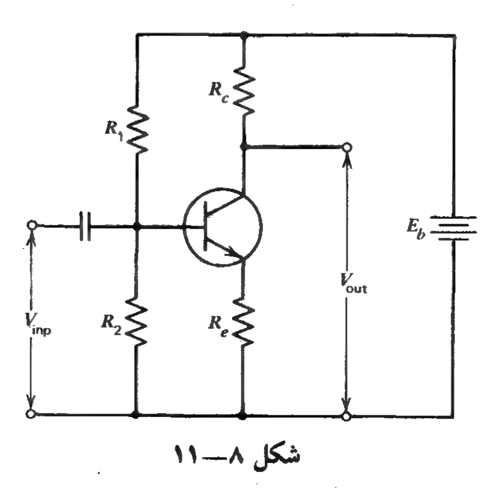
مثال :

لديك ترانزستور سليكوني بارامتراته هي $\beta=50$ $V_{be}=0.6V$. فإذا كان $E_b=18V$ والمقاومة $R_c=4.9k\Omega$ ومطلوب تحقيق نقطة تشغيل عندما تكون $V_{ce}=9V$. $I_c=1.5\,mA$ ومعامل عدم إستقرار $S \leqslant 3$. فما هي قيمة كل من R_1 ، R_2 ، R_e

الحل :

حيث أن $I_c \gg I_b$ فإنه يمكن إعتبار أن تيار الباعث $I_c=I_e$. وبالرجوع إلى شكل ٨—١٠ نجد أن

$$E_b - V_{ce} = I_c(R_e + R_c)$$



شكل ٨—١١

أي
$$R_e+R_c=\frac{E-V_{ce}}{I_c}=\frac{18-9}{1.5}=6\text{K}\Omega$$

أي أن
$$R_e=6-4.9=1.1\text{K}\Omega$$

وبإستخدام العلاقة (٨ـــ٢٨) يمكن إيجاد المقاومة المكافئة $R_b=R_1 R_2/R_1+R_2$

أي
$$3=\frac{51}{1+50\left\{\frac{1.1}{(1.1+R_b)}\right\}}$$

أي
$$R_b=2.34\text{K}\Omega$$

فإذا كانت $2.34\text{K}\Omega>R_b$ تكون $3>S$

من المعروف أن تيار القاعدة هو $I_b=\frac{I_c}{\beta}=\frac{1.5}{50}=30\mu\text{A}$

وبإستخدام العلاقة (٨ـــ٢٦) نجد أن جهد القاعدة المطلوب هو
$$V_b=0.03\times10^{-3}\times2.34\times10^{3}+0.6+(0.03+1.5)\times10^{-3}\times1.1\times10^{3}=2{,}35\text{V}$$

وبذلك يمكن تحديد قيمة كل من R_1 ، R_2

$$R_1=R_b\frac{E_b}{V_b}=2.34\frac{18}{2.35}\simeq18\text{k}\Omega$$

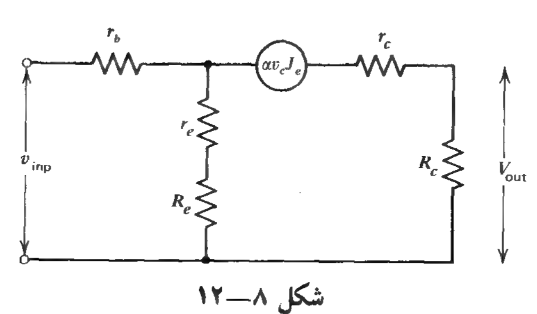
$\therefore$
$$R_2=\frac{R_1V_b}{E_b-V_b}=\frac{18\times2.35}{18-2.35}\simeq2.7K\Omega$$

٨ـــ٧ معاملات الكسب لمكبر ترانزستوري ذي تحييز باعثي

يمكن إيجاد معامل كسب المكبر في حالة تحييز الباعث ذاتياً عن طريق توصيل الباعث على التوالي مع المقاومة R_e وذلك بنفس الأسلوب المتبع في البند (٨ـــ٢) بعد إضافة مقاومة الباعث على الدارة المكافئة لتصبح كالمبينة في شكل ٨ـــ١٢ (مع إعتبار أن ممانعة المكثف لجهد الدخل المتردد مساوية للصفر) . وبتطبيق قانون كيرشهوف على دارة الدخل . وحيث أن

$$v_{\text{inp}}=J_b r_b+J_e(R_e+r_e)$$

$$J_b=(1-|\alpha|)J_e$$



شكل ٨ـــ١٢

(٣٠—٨)

$$\therefore \quad v_{\text{inp}}=J_b\{r_b+(1+\beta)(R_e+r_e)\}$$
$$=Z_i J_b$$

حيث Z_i هو معاوقة الدخل للمكبر ذي التحييز الباعثي . ومن الواضح أن وجود المقاومة R_e يزيد من معاوقة دخل المكبر زيادة كبيرة (حيث $\beta \gg 1$) . وحيث أن معامل كسب الجهد للمكبر هو $A_v=\frac{V_{\text{out}}}{v_{\text{inp}}}$ نجد أن معامل كسب الجهد لهذا المكبر هو

(٣١—٨)
$$A_v=\frac{J_c R_c}{J_b Z_{\text{inp}}}$$

$$=\frac{-|\alpha|R_c}{(1-|\alpha|)\{r_b+(1+\beta)(R_e+r_e)\}}=\frac{-\beta R_c}{\{r_b+(1+\beta)(R_e+r_e)\}}$$

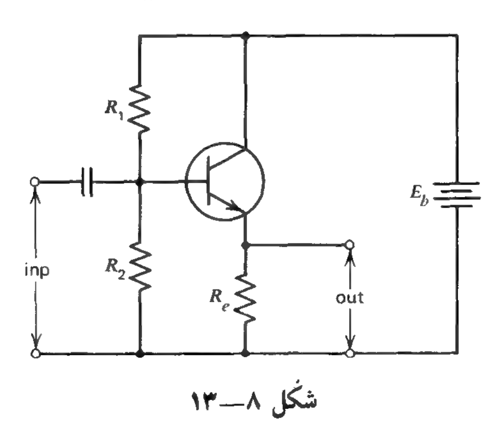
أي أن وجود مقاومة الباعث يؤدي إلى إنخفاض معامل كسب الجهد في حين أن معامل كسب التيار لا يتغير حيث أن

$$A_I=\frac{J_{\text{out}}}{J_{\text{inp}}}=\frac{J_c}{J_b}=\frac{-|\alpha|}{1-|\alpha|}=-\beta$$

كذلك تبقى معاوقة الخرج لهذا المكبر كبيرة .

٨—٨ التابع الباعثي The Emitter Follower

يختلف التابع الباعثي (شكل ٨—١٣) عن المكبر الموضح في البند السابق بعدم وجود مقاومة المجمع R_c ويكون مخرجه من الباعث . ويتميز التابع الباعثي بمعاوقة خرج صغيرة مما يسمح بإمكان سحب تيار عالي



شكل ٨—١٣

نسبياً من المخرج شأنه في ذلك شأن التابع الكاثودي . إلا أن التابع الباعثي يختلف عن التابع الكاثودي في أن نبضة الخرج يمكن أن تكون لها نفس إشارة نبضة الدخل أو إشارة مخالفة وذلك في حالة إستخدام ترانزستور من النوع n–p–n أو من النوع p–n–p.ولإيجاد معامل كسب الجهد للتابع الباعثي يجب أن نعوض بجهد الخرج في العلاقة (٨—٣١) بقيمته في هذه الحالة وهي $V_{\text{out}}=J_e R_e$

أي أن

$$A_v=\frac{R_e}{(1-|\alpha|)\{r_b+(1+\beta)(R_e+r_e)\}}$$

$$=\frac{(1+\beta)R_e}{r_b+(1+\beta)(R_e+r_e)} \qquad (٣٢—٨)$$

فإذا كانت $R_e \gg r_e$ نجد أن

$$A_v=\frac{(1+\beta)R_e}{r_b+(1+\beta)R_e}<1$$

في حين أن معامل كسب التيار للتابع الباعثي هو

$$A_I=\frac{J_{out}}{J_{inp}}=\frac{J_e}{J_b}=\frac{1}{1-|\alpha|}=1+\beta \qquad (٣٣—٨)$$

ولما كان مخرج التابع الباعثي لا يمر بالمجمع فإن نبضة الخرج لا تتعرض للمقاومة العكسية لملتقى المجمع قاعدة وهذه المقاومة هي التي تجعل معاوقة خرج المكبر كبيرة . وبالتالي يتميز التابع الباعثي والذي يسمى بمكبر ترانزستورى ذي مجمع مشترك بمعاوقة خرج صغيرة لذا فإنه يستخدم عادة كمرحلة تكبير نهائية في العديد من الإجهزة لإمكان سحب تيار عالي نسبياً من الجهاز .

٨—٩ دارات التكبير المرحلية Cascading of Amplifier

قد يكون معامل كسب الجهد لمكبر مكون من مرحلة واحدة كالمبينة في شكل ٨—١١ غير كافٍ لتكبير النبضات الجهدية والوصول بها إلى القيم المطلوبة . عندئذ فإنه للحصول على معامل كسب عال فإنه يمكن ربط عدة مكبرات مفردة على مراحل متعاقبة بحيث يكون جهد الخرج لمرحلة ما هو جهد الدخل للمرحلة التالية . فإذا كان معامل الكسب للمرحلة الأولى A_1 وللثانية A_2 ، وهكذا فإن معامل الكسب الكلي لجميع المراحل هو عبارة عن حاصل ضرب معاملات الكسب لكل مرحلة على حده أي أن

$$A=A_1\,A_2\ldots A_n \qquad (٣٤—٨)$$

وحيث أن كل مرحلة يمكن أن تحتوي على فرق في الطور مقدار . θ_i بين نبضة الخرج ونبضة الدخل فإن فرق الطور الكلي لجميع المراحل يصبح

$$\theta=\theta_1+\theta_2+\ldots\theta_n \qquad (٣٥—٨)$$

وهناك ثلاث طرق لربط مراحل المكبر وهي

أ — طريقة الربط المباشر : ويتم فيها ربط مخرج المرحلة السابقة بمدخل المرحلة التالية مباشرة دون إستخدام أي مكثفات أو ملفات وإنما قد تستخدم بطاريات للحصول على التحييز المطلوب (لإختلاف جهد المجمع للمرحلة السابقة عن جهد القاعدة للمرحلة التالية) . وتستخدم هذه الطريقة في ربط مراحل المكبرات الخاصه بتكبير الجهود المستمرة .

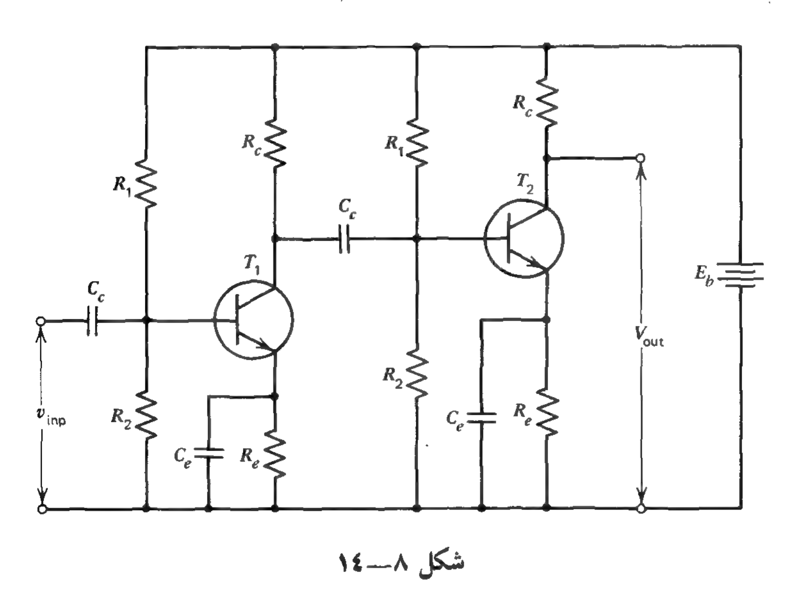
ب ـــ طريقة الربط بإستخدام محول : ويتم فيها ربط مخرج المرحلة السابقة بمدخل المرحلة التالية بإستخدام محول حيث يوصل الملف الإبتدائي للمحول بدارة المجمع للمرحلة السابقة في حين يوصل الملف الثانوي بدارة القاعدة ـــ باعث للمرحلة التالية . ويشيع إستخدام هذه الطريقة في أجهزة الإستقبال وتتميز بإمكانية إستخدام تكبير المحول للجهد بالإضافة إلى معامل كسب المكبر ولكن يجب الحذر في إختيار معامل الحث المتبادل للمحول حتى لا يؤثر على معامل كسب المكبر والذي يعتمد بدوره على كل من التردد ومعامل الحث المتبادل للمحول .

جـ ـــ طريقة الربط بإستخدام مكثف ومقاومة : وهي الطريقة الأكثر شمولاً والتي تستخدم في غالبية المكبرات المستخدمة لتكبير النبضات المترددة .

٨ ـــ ١٠ ربط المراحل بإستخدام مقاومة ومكثف – منحني الإستجابة للمكبر

RC-Coupling of Amplifier Stages and Frequency Response Curve

يبين شكل ٨ ـــ ١٤ دارة مكبر مكون من مرحلتين حيث تم ربط مخرج المرحلة الأولى T_1 بمدخل المرحلة الثانية T_2 بواسطة مكثف C_c ومقاومة R . وتقوم كل من المقاومتين R_1 ، R_2 الخاصتين بتحييز



شكل ٨ ـــ ١٤

القاعدة بدور مقاومة الربط . وبالنظر إلى هاتين المقاومتين من نقطة إتصالها بالمكثف C_c يلاحظ أنهما متصلتان على التوازي (حيث أن المقاومة الداخلية لمنبع الجهد E_b صغيرة جداً ويمكن إعتبارها مساوية للصفر) . لذا فإن مقاومة الربط في هذه الحالة هي عبارة عن

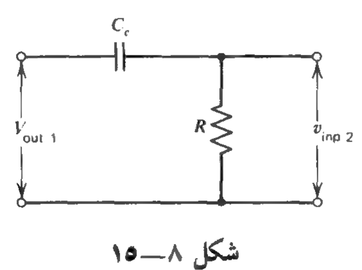
$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

والغرض من وجود المكثف C_c هو منع الجهد المستمر على مجمع الترانزستور الأول T_1 من الوصول إلى قاعدة الترانزستور الثاني T_2 (لإختلاف التحييز لكل منها) وتوصيل النبضات المكبرة من مجمع الترانزستور

الأول إلى قاعدة الثاني . لذا يجب أن تكون ممانعة هذا المكثف للجهود المترددة أصغر ما يمكن حتى لا يضيع على هذه الممانعة جزء من جهد النبضة المكبرة في المرحلة الأولى . وحيث أن ممانعة المكثف للتيار المتردد بتردد مقداره f هي

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C_c}$$

فإنه يجب أن تكون سعة هذا المكثف كبيرة حتى يصل جهد خرج المرحلة الأولى بأكمله إلى مدخل المرحلة الثانية . وعند الترددات المتوسطة يلاحظ أن قيمة هذه الممانعة تكون صغيرة جداً بحيث يمكن إهمالها بالمقارنة بمقاومة الربط R وفي هذه الحالة يلاحظ أن معامل كسب المرحلتين معاً ثابت ولا يعتمد على تردد النبضات المكبرة . أما إذا كانت سعة المكثف صغيرة أو كان تردد النبضات المكبرة صغيراً نجد أن ممانعة المكثف C_c تصبح عالية وتقترب من قيمة R . لذا فإن جهد الخرج للمرحلة الأولى $V_{out\ 1}$ لا يصل بأكمله إلى مدخل المرحلة الثانية $v_{inp\ 2}$ وإنما يقسم الجهد طبقاً للدارة المبينة في شكل ٨ — ١٥ ويصبح جهد دخل المرحلة الثانية عبارة عن



شكل ٨—١٥

$$v_{inp\ 2} = V_{out\ 1} \times \frac{R}{R - jx_c} = \frac{V_{out\ 1}}{1 - j/\omega c_c R} = \frac{V_{out\ 1}}{1 - jf_1/f_2} \qquad (٨—٣٦)$$

حيث

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R C_c} \qquad j = \sqrt{-1} \qquad (٨—٣٧)$$

وبالتالي ينخفض معامل الكسب الكلي للمكبر عن قيمته الثابتة وهي $A_0 = A_1 \times A_2$ ويمكن إيجاد كيفية تغير معامل الكسب الكلي للمكبر كدالة من تردد النبضات المكبرة عندما تكون هذه الترددات منخفضة كالآتي

$$A = \frac{V_{out\ 2}}{v_{inp\ 1}} = \frac{V_{out\ 1}}{v_{inp\ 1}} \times \frac{V_{inp\ 2}}{V_{out\ 1}} \times \frac{V_{out\ 2}}{V_{inp\ 2}}$$

حيث $V_{inp\ 1}$ ، $V_{out\ 1}$ جهدي الدخل والخرج للمرحلة الأولى ، $v_{inp\ 2}$ ، $V_{out\ 2}$ جهدي الدخل والخرج للمرحلة الثانية وهكذا نجد أن

$$A = A_1 \frac{1}{1 - jf_1/f} A_2 = A_o \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \qquad (٨—٣٨)$$

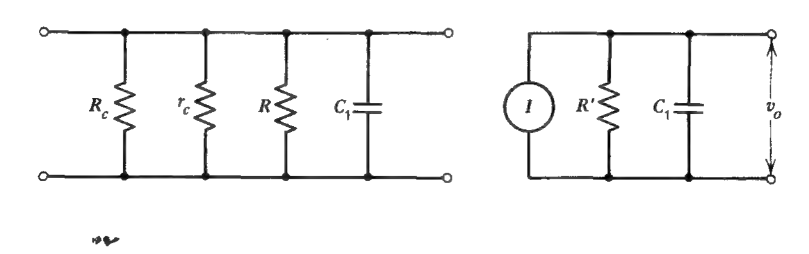
أي أن معامل الكسب ينخفض كلما إنخفض التردد f . وعندما تكون $f = f_1$ يصبح معامل الكسب للمكبر

$$A = \frac{1}{\sqrt{2}} A_o = 0.707 A_o \qquad (٨—٣٩)$$

وبذلك فإن f_1 هو قيمة التردد (عند الترددات المنخفضة) الذي يصبح عنده معامل الكسب مساوياً ٠٫٧٠٧ من معامل الكسب A_o عند الترددات المتوسطة . وبإستخدام العلاقة (٨—٣٧) يمكن تعريف f_1 على أنه قيمة التردد الذي تصبح عنده ممانعة المكثف C_1 مساوية للمقاومة R أي أن

$$R=\frac{1}{2\pi f_1 C} \qquad (٨—٤٠)$$

أما بالنسبة للترددات العالية فإن ممانعة سعة الربط C_c تكون صغيرة للغاية ولا تلعب أي دور في إضعاف معامل الكسب كدالة من التردد . ومع ذلك فإنه يلاحظ إنخفاض معامل الكسب للمكبر عند الترددات العالية . ويرجع السبب في ذلك إلى وجود السعات الداخلية للترانزستور او الصمام بالإضافة إلى سعات أسلاك التوصيل. وتعتبر هذه السعات موصلة على التوازي مع كل من مقاومة الربط R ومقاومة تحميل المجمع R_c (أو مقاومة تحميل الأنود في الصمام) والمقاومة العكسية للمجمع — قاعدة r_c . وبالتالي فإنه يمكن إعتبار الدارة المبينة بالشكل ٨—١٦ هي الدارة المكافئة للترددات العالية حيث تكافيء المقاومة R' كل من R ، R_c ، r_c . في حين تعبر السعة C_1 عن كل من السعة الداخلية وسعة إسلاك التوصيل .



وبإتباع نفس الأسلوب المستخدم عند الترددات المنخفضة فإنه يمكن إثبات أن

$$A=A_o\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \qquad (٨—٤٠)$$

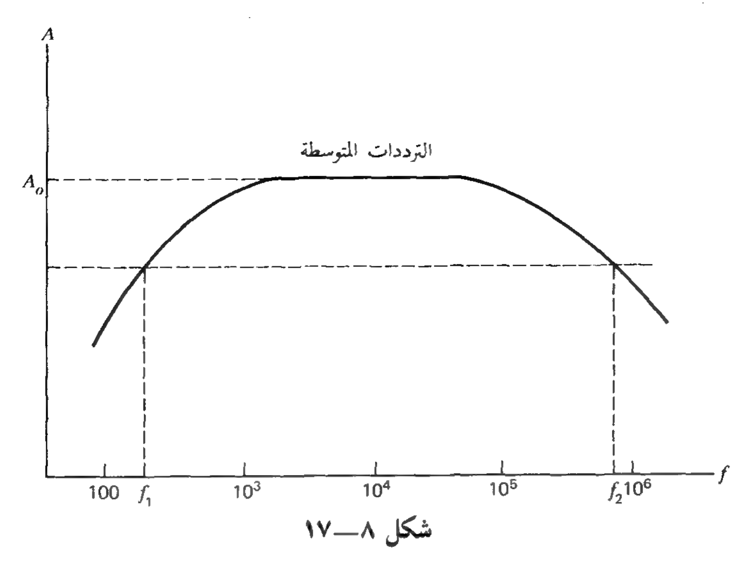
حيث

$$f_2=\frac{1}{2\pi C_1 R'} \qquad (٨—٤١)$$

ويلاحظ أنه كلما زادت السعة C_i أو المقاومة R' تقل قيمة التردد f_2 . ويمكن تعريف f_2 على أنها ذلك التردد الذي تصبح عنده ممانعة السعات الموضحة مساوية للمقاومة R' . كما يمكن تعريف f_2 على أنها ذلك التردد العالي الذي ينخفض عنده معامل الكسب عن نظيره للترددات الموسطة بحيث يكون $A=0.707A_o$.

ويبين شكل ٨—١٧ كيفية تغير معامل كسب المكبر كدالة من التردد ويعرف هذا المنحنى بإسم منحنى الإستجابة للمكبر . ويعكس هذا المنحنى كيفية تغير معامل الكسب كدالة من التردد حيث نجد أنه عند الترددات المتوسطة يكون معامل الكسب ثابتا .

وبإنخفاض التردد ينخفض معامل الكسب طبقاً للعلاقة (٨—٣٨) في حين ينخفض معامل الكسب عند الترددات العالية طبقاً للعلاقة (٨—٤٠) .



شكل ٨ــ١٧

ويعرف مدى الترددات من f_1 وحتى f_2 باتساع الشريحة للمكبر **Amp. Band width** أي أن إتساع الشريحة هو عبارة عن $BW = f_2 - f_1 = \delta W$. ولكي يكون إتساع الشريحة للمكبر أكبر ما يمكن فإنه يجب أن تكون f_1 أصغر ما يمكن وذلك بإستخدام سعات ربط كبيرة في حين يجب أن تكون f_2 أكبر ما يمكن وذلك بإستخدام ترانزستورات ذات سعات داخلية صغيرة وجعل سعات أسلاك التوصيل أقل ما يمكن. وبالإضافة إلى ذلك فإنه يمكن زيادة قيمة f_2 وذلك بخفض قيمة R' عن طريق خفض قيمة R_c . وهذا يؤدي بدوره إلى خفض معامل الكسب A_o عند الترددات المتوسطة (أنظر العلاقة ٨ــ٣١) . وتجدر الإشارة هنا إلى أنه يمكن إثبات أن حاصل ضرب معامل الكسب لمرحلة ما في إتساع الشريحة لهذه المرحلة يكون مقداراً ثابتا .

أسئلة ومسائل للمراجعة

١ ــ إرسم دارة مكبر ترانزستوري بقاعدة مشتركة بإستخدام منبعي جهد . ثم إرسم الدارة المكافئة لها . وإحسب معاملات الكسب لهذا المكبر .

٢ ــ ما هي أهم خصائص المكبر الترانزستوري الموصل بقاعدة مشتركة .

٣ ــ إستنتج كيف تؤثر مقاومة القاعدة لمكبر ترانزستوري على معامل كسب الجهد عند توصيل الترانزستور بقاعدة مشتركة .

٤ ــ إرسم دارة مكبر ترانزستوري مستخدماً الترانزستور بباعث مشترك ومنبعي جهد للتحييز . ثم إرسم الدارة المكافئة لها . وإحسب معاملات الكسب لهذه الدارة .

٥ ــ ما هي أهم خصائص المكبر الترانزستوري عند إستخدام الترانزستور بباعث مشترك .

٦ ــ إرسم دارة مكبر ترانزستوري بباعث مشترك بإستخدام منبع جهد واحد للتحييز وإشرح دور كل عنصر من عناصر الدارة . عرف كل من خط التحميل الإستاتيكي والديناميكي وكيف يمكن عملها .

٧ ــ ما هي خصائص التحييز الثابت للقاعدة ؟ إستنتج مدى إستقرار تشغيل المكبر بمثل هذا التحييز .

٨ ــ ما هي خصائص تحييز القاعدة من المجمع . وما مدى إستقرار تشغيل المكبر في هذه الحالة .

٩ ــ إرسم دارة مكبر ترانزستوري بإستخدام التحييز الذاتي . وما هي أهم خصائص هذا التحييز .

١٠ — وضح كيف يتأثر إستقرار تشغيل المكبر في السؤال السابق ، بتغير كل من مقاومة الباعث وعناصر دارة التحييز .

١١ — أوجد معاملات الكسب لمكبر ترانزستوري ذي تحييز باعثي . ووضح كيف يؤثر هذا التحييز على معاوقة الدخل للمكبر .

١٢ — إرسم دارة لتابع باعثي وإشرح دور كل عنصر من عناصرها . ثم أوجد معاملات الكسب لهذه الدارة .

١٣ — قارن بإختصار بين خصائص مكبر الجهد والتابع الباعثي .

١٤ — أذكر طرق الربط المستخدمة في دارات التكبير المرحلية . وإشرح كل طريقة بإختصار .

١٥ — إشرح بالتفصيل طريقة ربط المراحل بإستخدام مقاومة ومكثف . ماهو معامل الكسب الكلي للمكبر المرحلي وكيف يتأثر هذا المعامل بعناصر دارة الربط .

١٦ — إرسم منحنى الإستجابة لمكبر مع شرح خصائص هذا المنحنى والعوامل المؤثرة عليه .

١٧ — ترانزستور موصل بقاعدة مشتركة فإذا علمت أن بارامتراته هي: $r_b=100\Omega$ ، $r_e=25\Omega$ ، $r_c=10^6\,\Omega$ ، $\alpha=0.95$ فما قيمة مقاومة تحميل المجمع حتى يكون معامل كسب الجهد ٢٠٠ . إحسب كل من معامل كسب التيار ومعاوقة الدخل لهذا المكبر .

١٨ — إذا وصلنا بمدخل المكبر المذكور في السؤال السابق منبع جهد متردد جهده ١ مللي فولت ومعاوقة خرجه ١٠٠ أوم . إحسب قيمة جهد الخرج للمكبر .

١٩ — إحسب معاملات كسب الجهد والتيار والقدرة للمكبر المذكور في السؤال ١٨ عند توصيله بباعث مشترك . ما مقدار معاوقة الدخل .

٢٠ — إذا وصل نفس المنبع المذكور في السؤال ١٩ بمدخل هذا المكبر . فما مقدار جهد الخرج في هذه الحالة .

٢١ — ترانزستور جرمانيومي من النوع $p\!-\!n\!-\!p$ موصل بباعث مشترك وتحييز ذاتي (كالمبين بالشكل ٨—٩) . فإذا كانت عناصر الدارة هي $E_b=4.5\text{V}$ ، $R_c=1.5\text{k}\Omega$ ، $R_e=270\Omega$ ، $R_1=27\text{k}\Omega$ ، $R_2=2.7\text{k}\Omega$ ، $\beta=44$ أوجد :

أ — نقطة التشغيل .

ب — معامل الكسب للجهد والتيار .

جـ — معاوقة الدخل للمكبر .

د — المعامل S .

٢٢ — إذا استخدمت الدارة السابقة كتابع باعثي $(R_c=0)$. فإحسب قيمة كل من :

أ — معامل الكسب للجهد والتيار .

ب — معاوقة الخرج .

٢٣ — ترانزستور من النوع $n\text{-}p\text{-}n$ وصل بباعث مشترك (كالمبين في شكل ٨—٨) فإذا كان جهد البطارية ١٠ فولت ومقاومة المجمع $=R_c$ كيلوأوم والمقاومة $R_b=$ ١٠٠ كيلوأوم . وكانت قيمة $U_{be}=0$ ، β للترانزستور=٥٠ . فأوجد : —

أ — نقطة التشغيل .

ب — المعامل S .

٢٤ — ترانزستور ذو معامل تكبير التيار$\beta=$١٠٠ إستخدم في دارة بباعث مشترك وتحييز من المجمع للقاعدة . فإذا كان الجهد المستمر للمنبع=١٠ فولت، $R_c=$١ كيلوأوم ، $V_{be}=$ صفر . فأوجد قيمة R_b بحيث تكون نقطة تشغيل هي ٤ فولت ، ثم أوجد المعامل S .

٢٥ — وصل ترانزستور سليكوني بتحييز ذاتي (شكل ٨—٩) فإذا كانت بيانات الدارة هي : جهد النبع=٥ فولت ، $R_c =$ ١,٧ كيلوأوم ، $R_e =$ ٢٥٠ أوم ، $R_1 =$ ٢٥ كيلوأوم ، $R_2 =$ ٢,٥ كيلوأوم وكانت قيمة β للترانزستور=٤٥ أوجد :

أ — نقطة التشغيل .

ب — المعامل S .

الباب التاسع

المكبرات ذات التغذية الخلفية والمذبذبات

Feedback Amplifiers and Oscillators

٩ــ١ التغذية الخلفية في المكبرات

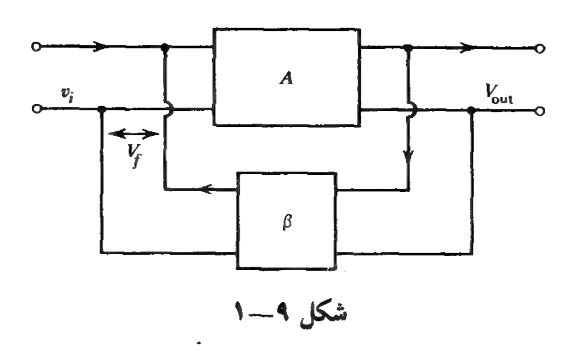
التغذية الخلفية في المكبرات عبارة عن إعادة جزء من نبضة خرج المكبر إلى مدخله من جديد . وهذا الجزء المعاد يمكن أن يكون جزءاً متناسباً من جهد الخرج وتعرف التغذية الخلفية عندئذ بالتغذية الخلفية بالجهد Voltage Feedback ، كذلك يمكن أن يكون المعاد جزءا متناسباً من تيار الخرج وتعرف التغذية الخلفية في تلك الحالة بالتغذية الخلفية بالتيار Current Feedback . وتنقسم التغذية الخلفية . من حيث طور الجزء المعاد إلى المدخل — إلى موجبة وسالبة . فعندما ينطبق طور الجزء المعاد إلى المدخل مع طور نبضة الدخل الأصلية فإن هذا يؤدي إلى زيادة قيمة نبضة الدخل الفعلية وتعرف التغذية الخلفية عندئذ بالتغذية الخلفية الموجبة Positive Feedback . إما إذا كان طور الجزء المعاد إلى المدخل مخالفاً لطور نبضة الدخل الأصلية (أي يوجد بينهما فرق طور مقداره ١٨٠°) فإن هذا يؤدي إلى إنخفاض قيمة نبضة الدخل الفعلية وتعرف هذه الحالة بالتغذية الخلفية السالبة Negative Feedback .

وتعرف نسبة الجزء المعاد من جهد أوتيار الخرج إلى القيمة الكلية لهذا الجهد أو التيار بإسم معامل التغذية الخلفية Feedback Coefficient β . وتؤثر التغذية الخلفية على خصائص المكبر مثل معامل كسبه للجهد أو التيار ومعاوقات الدخل والخرج له وعلى إستجابته لتكبير الترددات المختلفة وكذلك على مستوى الضوضاء المتولدة في المكبر وعلى التشويه اللاخطي للمكبر. وعند توفر شروط معينة للتغذية الخلفية الموجبة يتحول المكبر إلى مولد للذبذبات دونما إدخال أي نبضات للمدخل .

٩ــ٢ معامل كسب المكبر في حالة وجود تغذية خلفية

يوضح شكل ٩ ــ ١ مبدأ التغذية الخلفية بالجهد حيث A يرمز لمكبر معامل كسبه للجهد A بدون التغذية الخلفية ، β عبارة عن دارة التغذية الخلفية والتي تحقق معامل تغذية خلفية مقداره β . فإذا كان جهد نبضة الدخل الأصلية هو v_i فإنها تكبر خلال المكبر وينتج عنها نبضة خرج مقدارها v_o ، ثم يعاد جزء من هذا الجهد مقدار v_f إلى المدخل . وقيمة الجزء المعاد هي

$$v_f = \beta v_o \qquad (٩—١)$$



شكل ٩ــ١

لذا يصبح جهد الدخل الفعلي للمكبر هو

$$v_i' = v_i + v_f = v_i + \beta v_o \qquad (٩ــ٢)$$

وبالتالي يكون جهد الخرج الفعلي للمكبر هو

$$v_o = v_i' A = v_i A + \beta A v_o$$

أي

$$v_o(1-\beta A) = v_i A \qquad (٩ــ٣)$$

ولما كان معامل الكسب للجهد هو عبارة عن النسبة بين جهد الخرج وجهد الدخل فإننا نجد أن معامل كسب المكبر A_f في حالة وجود تغذية خلفية هو

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{1-\beta A} \qquad (٩ــ٤)$$

وهكذا يلاحظ أن معامل الكسب A_f في حالة وجود تغذية خلفية قد يزيد أو ينقص عن نظيره في حالة عدم وجود تغذية خلفية . فإذا كانت إشارة β سالبة يصبح المقام $(1-\beta A) > 1$ وبالتالي يكون معامل الكسب A_f أصغر من معامل الكسب A بدون التغذية الخلفية . وهكذا نجد أن التغذية الخلفية السالبة تؤدي إلى إنخفاض معامل كسب المكبر A_f . أما إذا كانت إشارة β موجبة يصبح المقام $(1-\beta A) < 1$ وعندئذ يكون $A_f > A$. أي أن التغذية الخلفية الموجبة تؤدي إلى زيادة معامل الكسب A_f عن نظيره بدون التغذية الخلفية . وعند زيادة المعامل βA بحيث تصل قيمته إلى الواحد الصحيح يصبح المقام في العلاقة ٩ــ٤ مساوٍ للصفر $(1-\beta A = 0)$ وعندئذ يصبح معامل الكسب للمكبر ذي التغذية الخلفية الموجبة مساوٍ لمالا نهاية أي $A_f = \infty$ وعندئذ يتحول المكبر إلى مولد للذبذبات .

وتستخدم التغذية الخلفية السالبة في المكبرات إستخداماً واسعاً . فعلى الرغم من أنها تؤدي إلى إنخفاض معامل كسب المكبر إلا أنها تؤثر على خصائص المكبر الأخرى وتكسبه مزايا عديدة مثل :

أ ــ زيادة إستقرار معامل الكسب بالنسبة لتغير ظروف التشغيل .

ب ــ الإقلال من التشوية اللاخطي لموجة الخرج .

جـ ــ زيادة إتساع شريحة الترددات التي يكون عندها معامل الكسب ثابتا .

د ــ خفض نسبة الضوضاء للمكبر .

هـ ــ التأثير على كل من معاوقتي الدخل والخرج .

أما التغذية الخلفية الموجبة فعلى الرغم من أنها تؤدي إلى زيادة معامل الكسب للمكبر إلى أنها تؤثر على

خصائص المكبر في عكس إتجاه تأثير التغذية الخلفية السالبة لذا فهي لا تستخدم عادة في المكبرات وإنما تستخدم في المذبذبات .

٩ ـــ ٣ أثر التغذية الخلفية على إستقرار معامل الكسب

ينشأ عدم الإستقرار في قيمة معامل الكسب عن عدة عوامل مختلفة منها على سبيل المثال تغير الجهود أو درجة الحرارة بالنسبة للترانزستورات أو تغير الجهود (خاصة جهد تسخين الكاثود) والتقادم بالنسبة للصمامات. وتؤدي هذه العوامل إلى تغير معامل الكسب تبعاً لظروف التشغيل . فإذا كان معامل الكسب بدون تغذية خلفية هو $A \pm dA$ حيث dA هو قيمة عدم الإستقرار في المعامل فإنه يسهل حساب قيمة معامل عدم الإستقرار في معامل الكسب في حالة وجود تغذية خلفية كالتالي :

حيث أن معامل الكسب عند وجود تغذية خلفية يعطى بالعلاقة (٩ ـــ ٤) فإنه يمكن إيجاد قيمة عدم الإستقرار في هذا المعامل بتفاضل هذه العلاقة أي أن

$$dA_f = \frac{dA}{(1-\beta A)^2} \qquad (٩ـــ٥)$$

وبقسمة العلاقة (٩ ـــ ٥) على (٩ ـــ ٤) نجد أن

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1-\beta A)} \frac{dA}{A} \qquad (٩ـــ٦)$$

ففي حالة التغذية الخلفية السالبة يكون المعامل $(1/1-\beta A) < 1$. وبالتالي تصبح نسبة عدم الإستقرار في حالة التغذية الخلفية السالبة (dA_f/A_f) أقل من نسبة عدم الإستقرار بدونها (dA/A) . وهكذا فإنه في حالة التغذية الخلفية السالبة كلما زادت قيمة (β) إنخفض معامل الكسب طبقاً للعلاقة ٩ ـــ ٤ وإنخفضت نسبة عدم الإستقرار طبقاً للعلاقة ٩ ـــ ٦ . فإذا أصبحت قيمة $1\beta A1 \gg 1$ تتخذ العلاقة (٩ ـــ ٤) الشكل الآتي

$$A_f = \frac{A}{-\beta A} = -\frac{1}{\beta} \qquad (٩ـــ٧)$$

وهكذا نجد أن معامل كسب المكبر ذي التغذية الخلفية السالبة A_f- لم يعد يعتمد على معامل كسب المكبر بدون التغذية الخلفية وإنما يتوقف أساساً على قيمة المعامل β.أي أن معامل كسب المكبر لم يعد يتوقف على قيم بارامترات الترانزستور أو الصمام والتي تتغير بتغير الظروف المختلفة وإنما يتوقف فقط على المعامل β أي على عناصر دارة التغذية الخلفية . فإذا كانت عناصر هذه الدارة (وهي عبارة عن مقاومات أو مقاومات ومكثفات) لا تتغير بتغير الظروف أصبح معامل الكسب ثابتاً تقريباً وعدم الإستقرار فيه أصغر ما يمكن .

أما في حالة التغذية الخلفية الموجبة يكون المعامل $(1/1-\beta A) > 1$ وبالتالي تصبح نسبة عدم الإستقرار في حالة التغذية الخلفية الموجبة (dA_{f+}/A_{f-}) أكبر من نسبة عدم الإستقرار بدونها (dA/A) .

مثال :

إذا كان معامل الكسب لمكبر بدون تغذية خلفية $A = 100$ ونسبة عدم الإستقرار في هذا المعامل يمكن أن تصل إلى ± ١٠ ٪ بتغير ظروف التشغيل . ثم نفذت تغذية خلفية لهذا المكبر بمعامل $\beta = \frac{1}{200}$ (أي أنه يتم إعادة

١/٢٠٠ من نبضة الخرج إلى المدخل) . إحسب معامل الكسب A_f ومعامل عدم الإستقرار عندما تكون هذه التغذية سالبة مرة وموجبة مرة أخرى . وإذا أصبح معامل التغذية الخلفية $\beta=\frac{1}{5}$ فما هو مقدار معامل الكسب في هذه الحالة .

الحل :

قيمة عدم الإستقرار في معامل الكسب بدون تغذية خلفية

$$10\pm=\frac{10\times 100}{100}$$

أي أن معامل الكسب يتغير في حدود مقدارها (٩٠–١١٠)

معامل الكسب في حالة التغذية الخلفية السالبة

$$A_f-=\frac{100}{1+\frac{1}{200}\times 100}=\frac{100}{1,5}=66.7$$

قيمة عدم الإستقرار في حالة التغذية الخلفية السالبة

$$dA_f-=\frac{1}{1.5}\,\frac{10}{100}\times 66.7=4.44$$

نسبة عدم الإستقرار في هذه الحالة هي

$$\frac{dA_f-}{A_f-}\%=\frac{4.44}{66.7}\simeq 6.6\%$$

معامل الكسب في حالة التغذية الخلفية الموجبة

$$A_f+=\frac{100}{1-\frac{1}{200}\times 100}=\frac{100}{0.5}=200$$

عدم الإستقرار للتغذية الموجبة هو

$$dA_f+=\frac{1}{0.5}\,\frac{10}{100}\times 200=40$$

نسبة عدم الإستقرار

$$\frac{dA_f+}{A_f+}=\frac{40}{200}=20\%$$

معامل الكسب عند زيادة التغذية الخلفية السالبة هو

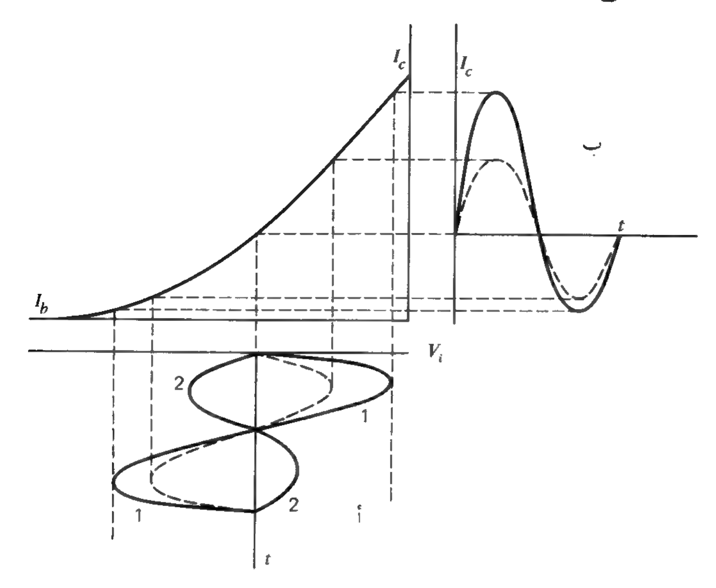
$$A_f-=\frac{100}{1-\frac{1}{5}\times 100}=-\frac{100}{19}=-5.2\approx -5=\frac{-1}{\beta}$$

ومعامل عدم الإستقرار

$$dA_f-/A_f-=0.5\%$$

٩ــ٤ أثر التغذية الخلفية على التشويه اللاخطي

لاحظنا أن المميزة الديناميكية للثنائيات والترانزستورات والصمامات ليست خطاً مستقيماً على طول المدى الذي تتحرك فيه نقطة التشغيل . لهذا السبب يمكن أن يحدث تشويه لشكل نبضة الخرج بحيث تصبح مخالفة من حيث الشكل لنبضة الدخل. فإذا فرضنا أن نبضة الدخل v_i كانت عبارة عن نبضة توافقية بسيطة كالمبينة بالمنحنى ١ (على شكل (٩ــ٢أ). فإنه نتيجة لعدم خطية المنحنى الديناميكي يختلف شكل نبضة الخرج (الشكل ٩ــ٢ ب) ويصبح مشوهاً وغير توافقيا . وفي حالة وجود تغذية خلفية سالبة فإنه يعاد جزء نسبته ثابتة



شكل ٩ــ٢

من نبضة الخرج إلى الدخل وهو الجزء المبين بالمنحنى ٢ (الشكل ٩ــ٢ أ) وبذلك تصبح محصلة نبضة الدخل هي عبارة عن نبضة مشوهة كالمبينة بالمنحنى المتقطع (شكل ٩ــ٢ أ) . ولما كانت التغذية الخلفية سالبة فإن التشويه الناتج في نبضة الدخل يعاكس التشويه الذي يحدث نتيجة عدم خطية المنحنى الديناميكي وبذلك يكون شكل نبضة الخرج في حالة وجود التغذية الخلفية السالبة كالمبين بالمنحنى المتقطع بالشكل (٩ــ٢ ب) والذي يلاحظ منه إنخفاض نسبة التشويه إلى حد كبير وبقاء موجة الخرج في شكلها التوافقي .

أما التغذية الخلفية الموجبة فإنها تزيد من تشويه موجة الخرج حيث أنها تؤدي إلى إضافة جزء موجب كبير إلى نصف موجة الدخل الموجبة وجزء سالب صغير إلى نصف موجة الدخل السالبة وبالتالي يزداد التشويه لنبضة الخرج .

وتجدر الإشارة إلى أن التغذية الخلفية السالبة تؤدي إلى إنخفاض نسبة التشويه الناتج عن الأسباب الأخرى في حين أن التغذية الموجبة تؤدي إلى زيادته .

٩ــ٥ أثر التغذية الخلفية على إتساع الشريحة

تؤثر التغذية الخلفية على إتساع شريحة الترددات التي يكون عندها معامل الكسب ثابتاً فالتغذية الخلفية

السالبة تزيد من إتساع هذه الشريحة في حين تؤدي التغذية الخلفية الموجبة إلى خفض إتساع هذه الشريحة. ويمكن إيجاد كيفية تأثر إتساع الشريحة بالتغذية الخلفية وذلك بالرجوع إلى معامل كسب المكبر عند الترددات المنخفضة والعالية (الباب الثامن). فبالنسبة للترددات المنخفضة وجد أن معامل كسب المكبر يعتمد على التردد طبقاً للعلاقة

$$A_1 = \frac{A}{1+j(f_1/f)}$$

حيث A معامل الكسب عند الترددات المتوسطة بدون التغذية الخلفية، f_1 هو حد الترددات المنخفضة الذي يصل عنده معامل الكسب A_1 لقيمة مساوية $0.707A$ وبإستخدام العلاقة ٩ ـــ ٤ نجد أن معامل الكسب للترددات المنخفضة في حالة وجود تغذية خلفية هو

$$A_{1f} = \frac{A_1}{1-\beta A_1} = \frac{\dfrac{A}{1+j(f_1/f)}}{1-\dfrac{\beta A}{1+j(f_1/f)}}$$

$$= \frac{A}{1-\beta A + j(f_1/f)} \qquad (٩ـــ٨)$$

وبقسمة كل من البسط والمقام على $1-\beta A$ نجد أن

$$A_{1f} = \frac{\dfrac{A}{1-\beta A}}{1+\dfrac{j(f_1/f)}{1-\beta A}} = \frac{A_f}{1+j(f_{1f}/f)} \qquad (٩ـــ٩)$$

حيث A_f هو معامل الكسب للترددات المتوسطة في حالة وجود تغذية خلفية والمحدد طبقاً للعلاقة ٩ ـــ ٤، f_{1f} هو حد الترددات المنخفضة التي يصبح عندها معامل الكسب $A_{1f} = 0.707A_f$ وهو مرتبط بالقيمة f_1 بالعلاقة

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1-\beta A} \qquad (٩ـــ١٠)$$

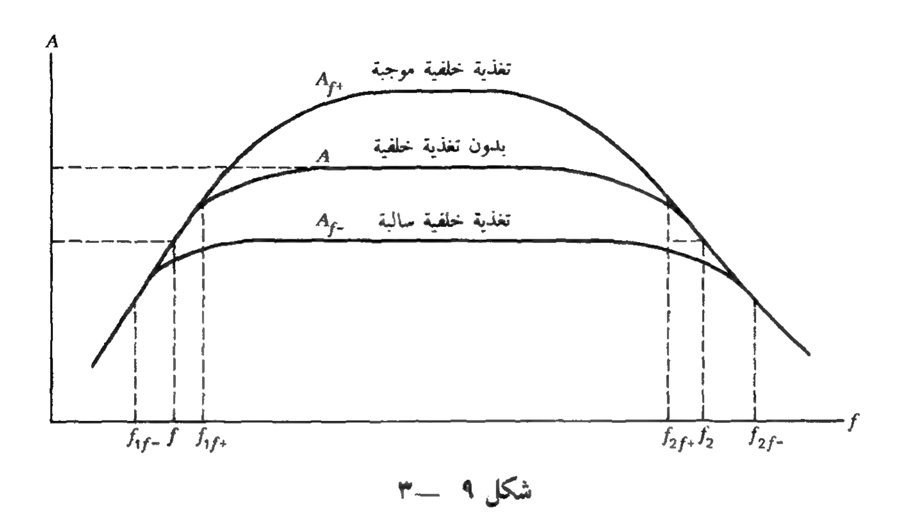
ويلاحظ من هذه العلاقة الأخيرة أنه في حالة التغذية الخلفية السالبة يكون المعامل $(1/1-\beta A)$ أقل من الواحد الصحيح. وبالتالي تكون قيمة $f_1 > f_{1f}$ وأما بالنسبة للتغذية الخلفية الموجبة يكون هذا المعامل أكبر من الواحد الصحيح. وبالتالي تكون قيمة $f_1 < f_{1f}$. وهكذا يتضح تأثير التغذية الخلفية السالبة في خفض قيمة f_1 أي في إستمرار معامل الكسب ثابتاً عند ترددات أقل.

أما في حالة الترددات العالية فإنه يمكن بإتباع نفس الأسلوب وإستخدام العلاقة (٨ـــ٤٠) تحديد كيفية تأثر حد الترددات المرتفعة f_{2f} بالتغذية الخلفية حيث نجد أن

$$f_{2f} = f_2(1-\beta A) \qquad (٩ـــ١١)$$

وهكذا نجد أن التغذية الخلفية السالبة تؤدي إلى زيادة قيمة f_{2f} بالمقارنة بحد الترددات المرتفعة f_2 حيث أن المعامل $(1-\beta A)$ يكون أكبر من الواحد الصحيح والعكس صحيح بالنسبة للتغذية الخلفية الموجبة. ويوضح

شكل ٩ ـــ ٣ كيفية تأثر معامل الكسب بكل من التغذية الخلفية الموجبة والسالبة وكذلك كيفية تأثر كل من f_1 ، f_2 في حالة التغذية الخلفية الموجبة والسالبة ويتضح من هذا الشكل زيادة إتساع شريحة الترددات في حالة التغذية الخلفية السالبة .



شكل ٩ ـــ ٣

٩ ـــ ٦ أثر التغذية الخلفية على معاوقتي الدخل والخرج للمكبر

تؤثر التغذية الخلفية على معاوقتي الدخل والخرج . ويختلف هذا التأثير بإختلاف نوع التغذية الخلفية (بالجهد أو بالتيار وعلى التوازي أو التوالي مع الدخل) وسوف نتعرف على أثر التغذية الخلفية على معاوقتي الدخل في حالة ما إذا كانت هذه التغذية بالجهد وتؤخذ على التوالي مع الدخل . في هذه الحالة تؤدي التغذية الخلفية السالبة إلى زيادة معاوقة الدخل وخفض معاوقة الخرج . في حين تؤثر التغذية الخلفية الموجبة في الإتجاه العكسي لتأثير التغذية السالبة . ويبين شكل ٩ ـــ ٤ مخطط التغذية الخلفية بالجهد على التوالي مع منبع الدخل ذي الجهد v_i المراد تكبيره . في هذه الحالة نجد أن جهد الدخل هو عبارة عن

$$v_i = v_{12} + v_{23} \qquad (٩ ـــ ١٢)$$

شكل ٩ ـــ ٤ .

حيث v_{12} هو محصلة جهد الدخل في حالة التغذية الخلفية في حين أن v_{23} يمثل جهد التغذية الخلفية وهكذا فإن

$$v_{12}=v_i-v_{23}$$

وحيث أن

$$v_{23}=\beta A v_i$$

$$\therefore \quad v_{12}=v_i-\beta A v_i=v_i(1-\beta A) \qquad (٩—١٣)$$

وحيث أن تعريف معاوقة الدخل بدون تغذية خلفية هو

$$Z_1=v_i/I \qquad (٩—١٤)$$

في حين أن معاوقة الدخل في حالة وجود تغذية خلفية هو

$$Z_{if}=v_{12}/I \qquad (٩—١٥)$$

فإنه بقسمة طرف المعادلة ٩—١٣ على تيار الدخل نحصل على

$$Z_{if}=Z_i(1-\beta A) \qquad (٩—١٦)$$

وهكذا فإنه في حالة التغذية الخلفية السالبة بالجهد يكون المعامل $(1-\beta A) > 1$ وبالتالي يكون $Z_i < Z_{if}$. أما في حالة التغذية الخلفية الموجبة فتكون معاوقة الدخل في حالة التغذية الخلفية الموجبة أقل من المعاوقة بدونها . أي أن

$$Z_i > Z_{if}$$

مثال :

مكبر معامل كسبه للجهد بدون تغذية خلفية ٥٠ ومعاوقة الدخل له $10\text{k}\Omega$ فما قيمة معاوقة الدخل للمكبر في حالة عمل تغذية سالبة بمعامل $\beta=0.1$

معاوقة الدخل في حالة التغذية الخلفية السالبة هي

$$Z_{if}=10(1+0.1\times 50)=50\text{k}\Omega$$

ولإيجاد كيفية تغير معاوقة الخرج بالتغذية الخلفية فإنه يجب تحليل الدارة المكافئة لدارة الخرج وعندئذ يمكن إثبات أن التغذية الخلفية بالجهد تؤدي كقاعدة إلى تغير قيمة معاوقة الخرج للمكبر طبقاً للعلاقة التالية

$$Z_{of}=\frac{Z_o}{1-\beta A} \qquad (٩—١٧)$$

فإذا كانت التغذية الخلفية سالبة فإن هذا يؤدي بدوره إلى إنخفاض قيمة معاوقة الخرج والعكس صحيح بالنسبة للتغذية الخلفية الموجبة .

٩—٧ أثر التغذية الخلفية على ضوضاء المكبر

تؤثر التغذية الخلفية على الضوضاء الناتجة من الترانزستور أو الصمام . وتؤدي التغذية الخلفية السالبة بجميع أنواعها إلى خفض مستوى الضوضاء في المكبر في حين أن التغذية الخلفية الموجبة تزيد من مستوى هذه الضوضاء . ويخضع التغير في مستوى الضوضاء للمعامل $(1/1-\beta A)$. وتجدر الإشارة إلى أن مستوى الضوضاء الذي يتأثر بالتغذية الخلفية هي تلك الضوضاء المتولده في المرحلة (أو المراحل) التي تتم فيها التغذية الخلفية . أما الضوضاء الناتجة عن المراحل السابقة أو اللاحقه لها فلا أثر للتغذية الخلفية عليها ويمكن فهم كيفية تأثير التغذية

الخلفية على الضوضاء بنفس الأسلوب المتبع في فهم أثر التغذية الخلفية على التشويه اللاخطي. فمثلاً في حالة التغذية الخلفية السالبة يعاد جزء من جهد أو تيار هذه الضوضاء إلى مدخل المكبر بإشارة مخالفة فيؤدي هذا بدوره إلى التقليل من قيمة هذه الضوضاء.

٩ــ٨ دارات التغذية الخلفية

من حيث المبدأ يمكن تحقيق التغذية الخلفية سواء السالبة أو الموجبة بالجهد أو بالتيار في مرحلة واحدة أو بين مرحلتين أو أكثر من مراحل التكبير. وتكون التغذية الخلفية بالجهد المعاد من المخرج إلى المدخل متناسباً مع جهد الخرج. أما إذا كانت قيمة الجهد المعاد إلى المدخل متناسباً مع التيار فتكون التغذية الخلفية في هذه الحالة بالتيار.

ولتحقيق التغذية الخلفية بالتيار على التوالي في مرحلة معينة فإنه يكفي الغاء السعة الموصلة على التوازي مع مقاومة الباعث (مقاومة الكاثود) والتي تقوم بترشيح جهد الباعث (الكاثود) بحيث يبقى ثابتاً وغير متأثراً بقدوم نبضات الدخل. وعلى ذلك فإن دارة المكبر المبينه في الشكل ٨ــ١١ تمثل دارة مكبر يحتوي على تغذية خلفية سالبة بالتيار موصلة على التوالي مع المدخل. كذلك فإن التابع الباعثي (أو التابع الكاثودي) يعتبر مثالاً للتغذية الخلفية السالبة.

ويمكن من حيث المبدأ تحقيق التغذية الخلفية بالجهد على التوالي في مرحلة واحدة إلا أن هذا النوع من التغذية الخلفية يتم عادة بين مرحلتين أو ثلاث مراحل وهناك عدة طرق لتحقيق التغذية الخلفية بالجهد بين المراحل. ويبين شكل ٩ــ٥ دارة مكبر مكون من مرحلتين يحتوي على تغذية خلفية سالبة بالجهد، وتتم التغذية الخلفية السالبة في هذه الدارة بين مجمع المرحلة الثانية وباعث المرحلة الأولى خلال المقاومة R_1. وتكون هذه المقاومة مع كل من المكثف C_1 والمقاومة R_2 دارة التغذية الخلفية بمعامل β مقداره

$$\beta=\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad (١٨ــ٩)$$

شكل ٩ــ٥

وأما المكثف C_1 الموصل على التوالي مع كل من R_1 ، R_2 فالغرض منه منع وصول المركبة المستمرة لمجمع الترانزستور الثاني إلى باعث الترانزستور الأول .

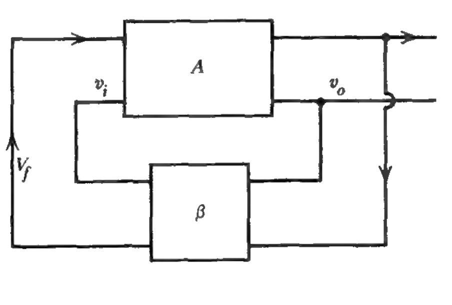
ويسهل تحويل التغذية الخلفية السالبة إلى موجبة وذلك بتوصيل المخرج (مجمع الترانزستور الثاني) بقاعدة الترانزستور الأول خلال كل من السعة C_1 ومقاومة (ما هو معامل التغذية الخلفية الموجبة في هذه الحالة؟) . كذلك يمكن تحقيق التغذية الخلفية الموجبة بأخذ المخرج من باعث الترانزستور الثاني وتوصيله بباعث الترانزستور الأول .

وبنفس الأسلوب يمكن تحقيق تغذية خلفية سالبة أو موجبة بين ثلاث مراحل مع الأخذ في الإعتبار أن فرق الطور بين النبضة المعادة ونبضة الدخل يجب أن تكون مساوية π في حالة التغذية الخلفية السالبة ، 0 أو 2π, أو مضاعفاتها في حالة التغذيـة الخلفية الموجبة .

٩ـــ٩ التغذية الخلفية الموجبة والمذبذبات

يقوم مبدأ عمل المذبذبات (مولدات النبضات) على إستخدام التغذية الخلفية الموجبة . فإذا كان معامل التغذية الخلفية β كافياً يتحول المكبر بدوره إلى مذبذب . ويمكن أن تتخذ النبضات المتولدة شكلاً توافقياً (متغيراً بقانون الجيب) أو أشكالاً أخرى (مربعة مثلاً) وذلك تبعاً لقيمة المعامل β .

ويمكن إيجاد الشروط اللازمة لتحول المكبر إلى مذبذب وذلك بالرجوع لشكل ٩ـــ٦ والذي يبين



شكل ٩ـــ٦

مخططاً لمذبذب مكون من مكبر معامل كسبه بدون تغذية خلفية هو A ودارة تغذية خلفية موجبة معاملها β . نفرض أن نبضة دخل جهدها v_i قد وصلت إلى مدخل المكبر A مما يؤدي إلى ظهور نبضة خرج قيمتها $v_o = Av_i$. ونتيجة لوجود دارة التغذية الخلفية يعود جزء من نبضة الخرج إلى المدخل .

وقيمة هذا الجزء المعاد هو

$$v_f = \beta v_o = \beta A v_i \qquad (١٩ـــ٩)$$

فإذا كانت قيمة v_f مساوية لقيمة v_i فإنه يمكن الإستغناء عن نبضة الدخل v_i بحيث تمثل v_f نبضة الدخل التالية . وبالتالي تكبر هذه النبضة وتخرج مساوية v_a وتتكرر الدورة . وهكذا فإنه لكي يتحول المكبر ذي التغذية

الخلفية الموجبة إلى مذبذب يجب أن تكون قيمة $v_f \geqslant v_i$ وإلا أخمدت الذبذبات المتولدة وبالرجوع إلى العلاقة (٩ــ١٩) يلاحظ إنه لتحقيق هذا يجب أن يكون

$$\beta A \geqslant 1 \qquad (٩—٢٠)$$

فإذا تحقق هذا الشرط تحول المكبر إلى مولد نبضات يعمل دون الحاجة لنبضات الدخل أي ذاتيا . وبذلك فالشرط الأول لتوليد النبضات ذاتياً هو :

عند التردد المحدد يعمل المذبذب ذاتياً إذا كان حاصل ضرب معامل الكسب A بدون تغذية خلفية والمعامل β لدارة التغذية الخلفية الموجبة يساوي أو أكبر من الواحد الصحيح .

ولكي تكون التغذية الخلفية موجبة فإنه يجب أن يكون فرق الطور بين v_f . v_i مساوياً إما صفر أو 2π أو مضاعفاتها . وحيث أن كل من دارة المكبر ودارة التغذية الخلفية تحتوي على عناصر خاملة (مكثفات أو ملفات أو السعات الداخلية للترانزستور أو الصمام) فإن ذلك يمكن أن يؤدي إلى إختلاف في الطور بين كل من v_i ، v_f . ولكن الشرط الأساسي أن تكون التغذية الخلفية موجبة ولما كان فرق الطور يعتمد كذلك على التردد لذا فإن الشرط الثاني لتوليد النبضات ذاتياً هو «يعمل المذبذب عند تلك الترددات التي يكون فرق الطور بالنسبة لها في الدارة بأكملها (أي دارة المكبر والتغذية الخلفية) مساوياً للصفر أو 2π أو مضاعفاتها .

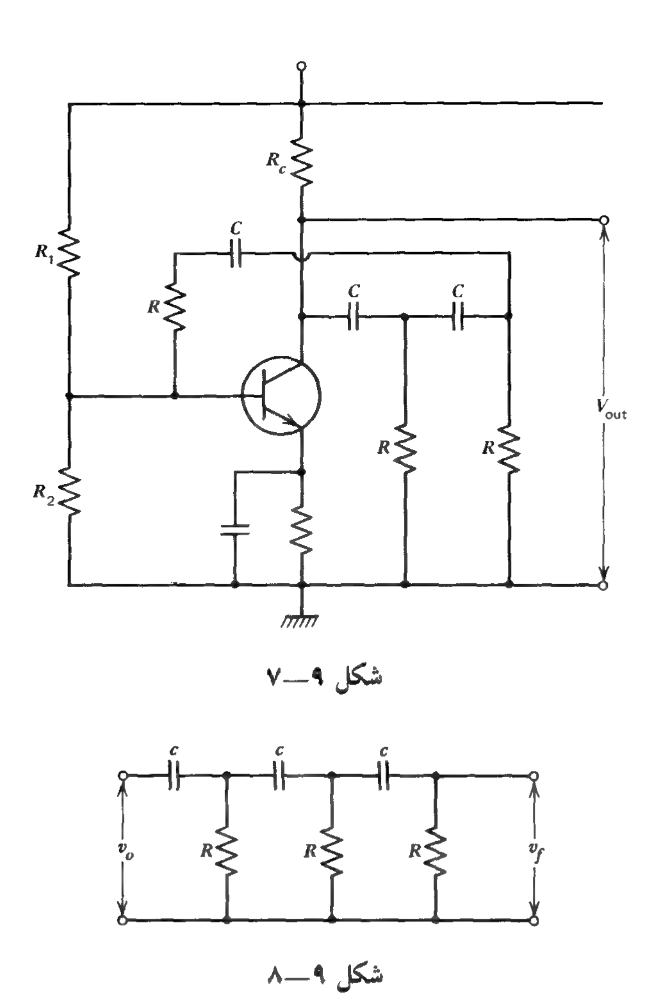
فإذا وجد أكثر من تردد f ينطبق عليه هذان الشرطان يولد المذبذب نبضات بهذين الترددين في نفس الوقت .

ولتوليد النبضات التوافقية يجب أن تكون $\beta A = 1$ بالإضافة إلى الشرط الثاني أما إذا كانت $\beta A > 1$ ، تختلف النبضات المتولدة عن الشكل التوافقي ويزداد هذا الإختلاف بزيادة إبتعاد βA عن الواحد الصحيح . فإذا كان $\beta A \gg 1$ يتحول شكل النبضات المتولدة إلى شكل مربع حيث يتخذ التيار خلال الترانزستور إما قيمته القصوى أو قيمة صفرية .

٩ــ١٠ مذبذب فرق الطور Phase-Shift Oscillator

يتكون مذبذب فرق الطور (شكل ٩ــ٧) من دارة مكبر مكون من مرحلة تكبير واحدة ودارة تغذية خلفية مكونة من ثلاث دارات RC . ومن المعروف أن الترانزستور من النوع n–p–n يعطي فرق في الطور بين جهد الدخل وجهد الخرج مقداره ١٨٠° . ولكي يكون الجزء المعاد من المخرج للمدخل في نفس الطور يجب أن تحقق دارة التغذية الخلفية والممثلة بثلاث دارات RC فرقاً في الطور مقداره ١٨٠° . ولما كانت الدارة المكونة من مقاومة ومكثف تعطي فرقاً في الطور أكبر من الصفر وأقل من ٩٠° فإنه لا يمكن إستخدام دارتين من الدارات RC (فرق الطور الناتج يكون أقل من ١٨٠°) . وهكذا فإن أقل عدد من دارات RC تحقق فرق الطور المطلوب وهو ١٨٠° هي ثلاث دارات . ومن حيث المبدأ يمكن زيادة عدد هذه الدارات إلى أي عدد أكبر من إثنين ولكن تستخدم عموماً ثلاث دارات لتأديتها لنفس الفرض . وبتحليل دارة التغذية الخلفية (شكل ٩ــ٨) عند تساوي قيم جميع المقاومات والمكثفات بغرض السهولة فإنه يمكن إثبات أن معامل التغذية الخلفية β لهذه الدارة هو

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 + j\alpha(6 - \alpha^2)} \qquad (٩—٢١)$$



شكل ٩—٧

شكل ٩—٨

حيث

$$\alpha=\frac{1}{2\pi fRc} \qquad (٩—٢٢)$$

وعندما يكون فرق الطور لهذه الدارة مساوπ، تكون المركبة التخيلية للمقام وهي $j\alpha(6-\alpha^2)$ مساوية للصفر. ولا يتحقق هذا إلا إذا كان $6-\alpha^2=0$ (حيث أن j ذاتها لا تساوي صفراً). أي أن $\alpha=\sqrt{6}$

وبالتعويض في (٩—٢٢) نجد أن الترددات التي تحقق فرقاً في الطور في دارة التغذية الخلفية مقداره ١٨٠° هي

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC} \qquad (٩—٢٣)$$

وهي الترددات التي تتولد في المذبذب.

وبالنسبة لهذا التردد يكون معامل التغذية الخلفية هو

$$\beta=\frac{1}{1-5\alpha^2}=-\frac{1}{29}$$

وهكذا فإنه لكي يتحقق الشرط الأول $(\beta A=1)$ لتوليد النبضات التوافقية يجب أن يكون معامل كسب المكبر بدون تغذية خلفية موجبة هو $A=-29$

وتجدر الإشارة إلى أنه نظراً لإحتمال نقص A عن القيمة اللازمة لتشغيل المذبذب بسبب التغير في ظروف تشغيل الدارة ولإمكان تغيير الترانزستور (الصمام) دون الحاجة إلى تغيير باقي عناصر دارة المكبر فإنه يجب أن تكون قيمة βA أكبر قليلاً من الواحد الصحيح . وتؤخذ عادة في حدود ١,٠٥ دونما تأثير كبير على شكل نبضة الخرج التوافقية .

ويستخدم مذبذب فرق الطور لتوليد ذبذبات توافقية يتراوح ترددها بين عدة عشرات من السيكل وحتى عدة مئات من الكيلوسيكل . ويتم تغيير التردد بتغيير قيم إحدى السعات C أو المقاومات R تبعاً للعلاقة ٩ــ٢٣ .

وهناك أنواع أخرى من مذبذبات النبضات التوافقية تتكون من مرحلة تكبير واحدة أو أكثر وتستخدم دارات مختلفة للتغذية الخلفية الموجبة كالدارات الرنينية LC او LRC ويمكن أستخدام مثل هذه المذبذبات لتوليد ذبذبات ذات ترددات أعلى .

٩ــ١١ المذبذبات الخاملة Relaxation Oscillator

تتميز المذبذبات الخاملة عن التوافقية بازدياد قيمة المعامل β زيادة كبيرة بحيث يكون $\beta A \gg 1$ ، مع بقاء الشرط الثاني لتوليد النبضات والخاص بفرق الطور دون أي تغيير . وتتكون غالبية المذبذبات الخاملة من مكبر ذي مرحلتي تكبير ودارة تغذية خلفية موجبة بمعامل تغذية خلفية: β قريب من الواحد الصحيح . ونظراً لكبر جهد النبضة المعادة تعمل الترانزستورات في دارات المذبذبات الخاملة إما في نظام التشبع (أي عندما يكون تيار المجمع مساوياً لتيار التشبع) أو في نظام القطع (أي عندما يكون تيار المجمع مساوياً للصفر) وعموماً تتميز جميع المذبذبات الخاملة بأنه عندما يكون أحد ترانزستوري المكبر في حالة التشبع يكون الآخر في حالة القطع ثم ينقلب وضع الترانزستورين من حيث التوصيل أو القطع إما ذاتياً أو بسبب مؤثر خارجي (قدوم نبضة خارجية) .

وتنقسم مجموعة المذبذبات الخاملة من حيث الأداء والإستخدام إلى ثلاثة أنواع هي :

أ ــ المذبذب متعدد الإهتزازات Multivibrator

وفيه يتغير وضع الترانزستورين بين التشبع والقطع ذاتياً ويعتمد الزمن اللازم لتغير حالة الترانزستورين على عناصر الدارة . وتستخدم هذه المذبذبات لتوليد النبضات المربعة .

ب ــ المذبذب أحادي الإهتزاز أو الدارة ذات الوضع المستقر الواحد Univibrator Or Monostable Circuit

وفيه يتم إختيار عناصر الدارة بحيث يكون ترانزستور معين من بين ترانزستوري المكبر في حالة قطع والترانزستور الآخر في حالة التشبع . ولا تتغير حالة الدارة إلا بدخول نبضة خارجية تقلب حالة الترانزستورين .

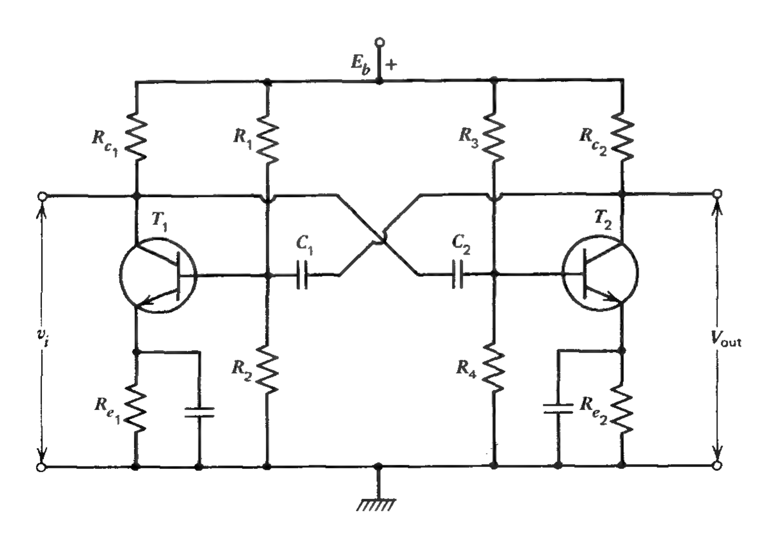
وبزوال هذه النبضة الخارجية يعود الترانزستوران إلى الحالة الأولى والتي تعرف بالوضع المستقر. وتستخدم هذه الدارة في تشكيل النبضات ذات الأشكال المختلفة إلى نبضات مربعة كما تستخدم كدارة تفرقة بين النبضات Discriminator .

جـ — الدارة ذات الوضعين المستقرين Bistable or Flip-Flop Circuit

وتتميز هذه الدارة بأن حالتي الترانزستورين تكون مستقرة أي أنه لا تتغير حالتيهما من القطع أو التشبع إلا بوجود مؤثر خارجي (أي نبضة خارجية). وعند قدوم المؤثر الخارجي يتخذ الترانزستوران الحالات المخالفة ويستمر الوضع هكذا إلى أن تقدم نبضة خارجية أخرى فتعيدهما إلى الحالة الأولى. وتستخدم هذه الدارة الأخيرة كعداد للنبضات وتعتبر الوحدة الأساسية للحاسبات وتعرف بإسم Binary Circuit

٩—١٢ المذبذب عديد الإهتزازات The Multivibrator

يبين شكل ٩—٩ الدارة الأساسية للمذبذب متعدد الإهتزازات وهو عبارة عن مكبر ذي مرحلتين حيث تتكون المرحلة الأولى من الترانزستور T_1 ، والمرحلة الثانية من الترانزستور T_2 ، والمرحلتان موصلتان بحيث أن مخرج المرحلة الأولى موصل بمدخل المرحلة الثانية خلال دارة RC مكونة من C_2 ، $R = R_3 R_4 / R_3 + R_4$ كذلك فإن مخرج المرحلة الثانية موصل بمدخل المرحلة الأولى خلال دارة RC مكونة من C_1 ، $R = R_1 R_2 / R_1 + R_2$ ويمكن فهم كيفية عمل هذه الدارة كالآتي : عند بدء تشغيل الدارة يبدأ كل من الترانزستورين T_1 ، T_2 في توصيل التيار ونظراً لعدم تماثل الترانزستورين تماماً فانه يمكن أن يوصل أحدهما تياراً أكبر من الآخر . نفرض أن الترانزستور الأول يمرر تياراً أكبر من T_2. عندئذ ينخفض الجهد على مجمع T_1 أكبر من إنخفاضه على مجمع T_2 فإذا إعتبرنا إنخفاض جهد المجمع T_1 يعتبر بمثابة نبضة سالبة فإن هذه النبضة تنتقل إلى قاعدة T_2 خلال المكثف C_2 فيؤدي هذا بدوره إلى خفض قيمة التيار المار خلال T_2 . ونتيجة

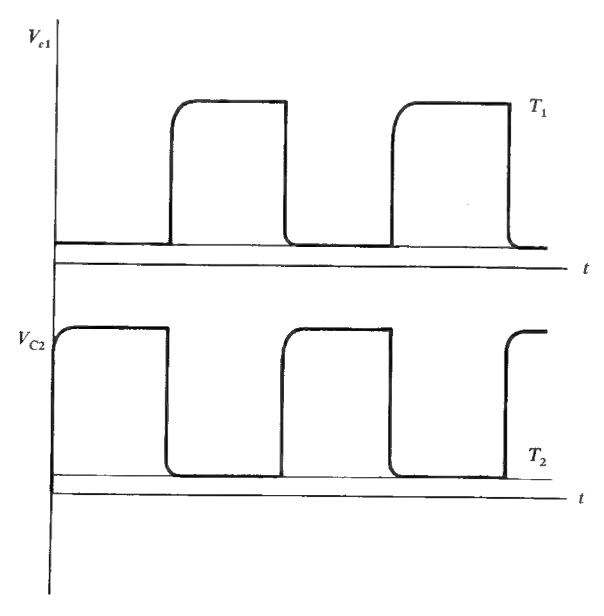


شكل ٩—٩

لإنخفاض التيار خلال T_2 تظهر على مجمعه نبضة موجبة تنتقل بدورها خلال المكثف C_1 إلى قاعدة الترانزستور T_1 فتؤدي بدورها إلى زيادة التيار أكثر وأكثر خلال T_1. ونتيجة لذلك تظهر نبضة سالبة أكبر على مجمع T_1 تنتقل بدورها إلى قاعدة T_2. وهكذا تستمر العملية إلى أن تصبح قاعدة T_2 تحت تأثير جهد سالب أقل من جهد القطع فينقطع مرور التيار خلال T_2 في حين يكون التيار خلال T_1 قد وصل إلى أعلى قيمة وهي تيار التشبع. وهكذا يصبح T_1 موصلاً، T_2 مقطوعاً ويستمر الوضع هكذا طالما أن جهد قاعدة T_2 دون جهد القطع. ولكنه في نفس الوقت وبمجرد إنقطاع مرور التيار خلال T_2 يبدأ C_2 في تفريغ الشحنة السالبة عن طريق المقاومات R_3، R_4. وهكذا يقل الجهد السالب على قاعدة T_2 إلى أن يصل إلى قيمة أعلى من جهد القطع فيبدأ التيار في المرور خلال T_2. وبمجرد مرور التيار خلال T_2 تظهر على مجمعه نبضة سالبة تنتقل عبر المكثف C_1 إلى قاعدة الترانزستور الأول فيقل مرور التيار خلال T_1. وبالتالي تظهر نبضة موجبة على مجمع T_1 تنتقل إلى قاعدة T_2 فتظهر سالبة على مجمعه وتنتقل بالتالي عبر C_1 إلى قاعدة T_1. وهكذا إلى أن يصبح T_2 في حالة تشبع، T_1 مقطوعا. ثم تتكرر العملية من جديد.

وهكذا نجد أن الترانزستورين يتبادلان حالتي التوصيل والقطع ذاتيا. كما يلاحظ أن أحد الترانزستورين يستمر مقطوعاً إلى قيمة تعادل جهد القطع، وبمجرد زيادة الجهد على القاعدة عن هذه القيمة يبدأ فوراً في التوصيل ويتغير الوضع. لذا فإن ثابت الزمن RC_1 هو الذي يحدد الفترة الزمنية التي يبقى خلالها T_1 مقطوعاً في حين أن ثابت الزمن RC_2 هو الذي يحدد الفترة الزمنية التي يبقى خلالها T_2 مقطوعا. كذلك فإن جهد المجمع لأي من الترانزستورين إما أن يكون مساوياً لجهد المنبع E_b أو مساوياً $E_b - I_c R_c$

وهكذا فإنه إذا أخذنا المخرج من مجمع T_1 أو T_2 فإنه يمكن الحصول على نبضات مربعة الشكل كالمبينة في شكل ٩ــ١٠ وعموماً يعتمد جهد نبضة الخرج على مقاومة المجمع في حين يعتمد تردد النبضات على كل من RC_1، RC_2 كما يمكن أن يعتمد تردد النبضات على جهد المنبع E_b. RC وقيمة جهد القطع



شكل ٩ــ١٠

للقاعدة . ولكنه عند إختيار القيمة المناسبة لمقاومة المجمع فإنه عند تماثل جانبي الدارة تماماً بإستخدام ترانزستورات وعناصر متماثلة بحيث تكون $C_1=C_2=C$. $R=\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}=\frac{R_3 R_4}{R_3+R_4}$ ، $R_{c2}=R_{c1}$ ، $R_{e1}=R_{e2}$

فإنه يمكن إثبات أن زمن الدورة هو $T=2RC$

أي أن تردد النبضات هو $f=1/\overline{2RC}$

ولذا فإنه يمكن تغيير التردد أو زمن الدورة عن طريق تغيير قيم C أو R بشرط عدم الإخلال بقيم التحييز المطلوبة

أسئلة للمراجعة

١ — ما المقصود بالتغذية الخلفية في المكبرات وما هي أنواعها ؟
٢ — ما هو أثر التغذية الخلفية بنوعيها على معامل كسب المكبر ؟
٣ — ما هو أثر التغذية الخلفية السالبة على خصائص المكبر ؟
٤ — إشرح بالتفصيل كيف تؤثر التغذية الخلفية على كل من

ا — إستقرار الكسب .
ب — التشويه اللاخطي .
جـ — إتساع الشريحة .
د — معاوقتي الدخل والخرج .
هـ — الضوضاء المتولدة في المكبر .

٥ — إشرح كيف تتحقق التغذية الخلفية السالبة في دارة التابع الباعثي أو التابع الكاثودي .
٦ — إرسم دارة مكبر من مرحلتين تحتوي على تغذية خلفية سالبة بالجهد بينهما .
٧ — إرسم دارة مكبر من ثلاث مراحل تحتوي على تغذية خلفية سالبة بالجهد بين المرحلة الأخيرة والأولى .
٨ — ما هي الشروط الواجب توافرها لتوليد الذبذبات التوافقية ذاتيا ؟
٩ — ما هي الشروط الواجب توافرها ليتحول المكبر المكون من مرحلتين إلى مولد للنبضات المربعة ؟
١٠ — إرسم الدارة الأساسية لمذبذب فرق الطور . وإشرح كيفية عمله .
١١ — إستنتج قيمة كل من معامل الكسب ومعامل التغذية الخلفية لمذبذب فرق الطور .
١٢ — إشرح كيفية عمل المذبذبات الخاملة وأذكر بعض أنواعها وإستخداماتها .
١٣ — إرسم الدارة الأساسية للمذبذب متعدد الإهتزازات . وإشرح كيفية عمله . وما هو شكل النبضات المتولدة منه ؟

الباب العاشر

ترانزستور الأثر المجالي Field-Effect Transistor (FET)

١٠ ــ ١ ترانزستور الأثر المجالي

ترانزستور الأثر المجالي هو عبارة عن ترانزستور شبه موصل يتم التحكم في التيار المار خلاله بواسطة مجال كهربي . ويعرف في الوقت الحالي نوعان من هذه الترانزستورات وهما

اــ ترانزستور الأثر المجالي ذو الوصلة Junction FET (JFET)

ب ــ ترانزستور الأثر المجالي ذو البوابة المعزولة Insulated-Gate FET ويعرف كذلك بإسم ترانزستور الأثر المجالي المعدني الأكسيدي شبه الموصل (MOSFET) .

ويتميز ترانزستور الأثر المجالي عن نظيره الذي سبق التعرف عليه بالآتي :

ا ــ يتكون التيار المار خلاله من نوع واحد فقط من حاملات الشحنة (الكترونات أو ثقوب) لذا فإنه يعرف بالترانزستور أحادي القطب Unipolar transistor تمييزاً له عن الترانزستور ثنائي القطب Bipolar transistor الذي يتكون التيار المار خلاله من كلا النوعين من الحاملات والذي سبق التعرف عليه في الباب الخامس .

ب ــ مقاومة دخل عالية جداً تصل أحياناً الى عدة عشرات ميجا أوم وأكثر مما يجعله مشابهاً في هذا الشأن للصمامات المفرغة .

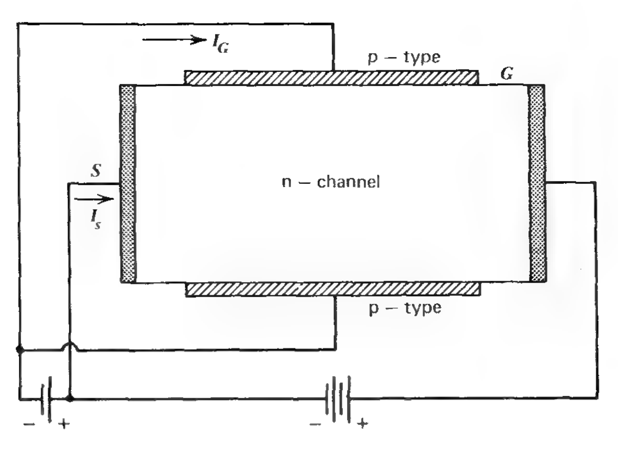
جـ ــ مستوى ضوضاء منخفض جداً بالمقارنة بالترانزستور ثنائي القطب .

د ــ سهولة التصنيع وصغر الحجم .

ومن أهم عيوب ترانزستور الأثر المجالي هو صغر ناتج ضرب معامل الكسب في إتساع الشريحة بالمقارنة بالترانزستور ثنائي القطب .

١٠ ــ ٢ ترانزستور الأثر المجالي ذو الوصلة

يبين شكل ١٠ ــ ١ تركيب ترانزستور الأثر المجالي ذو القناة الإلكترونية n-channel وهو يتكون من قضيب من مادة شبه موصلة إلكترونية النوع . إذا كانت المادة شبه الموصلة ثقبية النوع كان ترانزستور الأثر المجالي ذا قناة ثقبية P-Channel . ويمر التيار الكهربي بطول القضيب نتيجة لوجود فرق جهد بين طرفي توصيل القضيب . ويتكون التيار من نوع واحد فقط من الحاملات وهي الإلكترونات في حالة القناة الإلكترونية . وعلى



شكل ١٠ــ١

جانبي القضيب الإلكتروني التوصيل توجد منطقتان من النوع الثقبي تعرف بإسم البوابة Gate وعموماً تكون البوابة من مادة ذي توصيلية مخالفة لمادة القناة . وهكذا تنقسم مناطق ترانزستور الأثر المجالي إلى ثلاث أقسام هي

ا ــ المنبع S **Source**

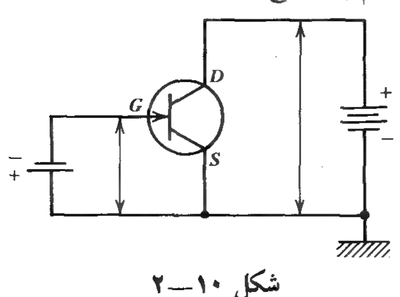
وهو طرف القضيب الذي تدخل خلاله حاملات الشحنة الغالبية مكونة بذلك تيار المنبع I_s . ويلعب المنبع دور الكاثود في الصمامات المفرغة أو الباعث في الترانزستور ثنائي القطب .

ب ــ المصب D **Drain**

وهو طرف القضيب الذي تخرج خلاله الحاملات الغالبية مكونة بذلك التيار I_D . وسوف نرمز لفرق الجهد بين المصب والمنبع بالرمز V_{DS} ويكون موجباً عندما يكون جهد المصب أعلى من جهد المنبع .

جـ ــ البوابة G **Gate**

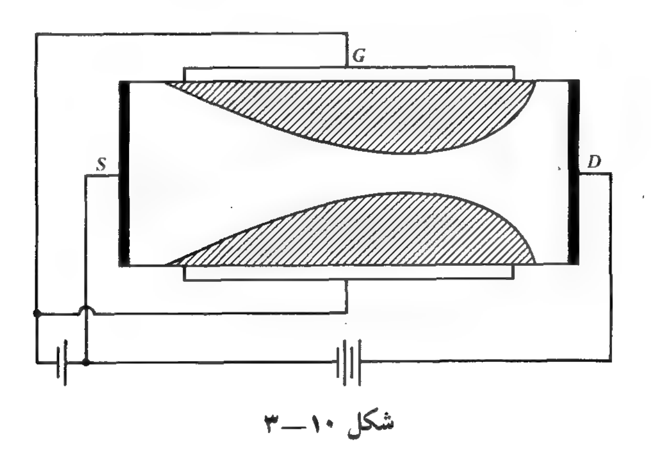
وهي عبارة عن المنطقتين الجانبيتين وتتميز بتركيز عال للشوائب ويتم تحييز البوابة بالنسبة للمنبع تحييزاً عكسيا V_{GS} ــ كالمبين في شكل ١٠ــ٢ الذي يوضح كيفية تحييز ترانزستور الأثر المجالي ورمزه في الدارات الإلكترونية . ويوضح السهم المبين على البوابة إتجاه تيار البوابة عند تحييز البوابة ــ منبع تحييزاً مباشرا . لذا فإن إتجاه هذا السهم يحدد ما إذا كانت القناة من النوع الإلكتروني (نفس الإتجاه المبين في شكل ١٠ــ٢) أو من النوع الثقبي حيث يكون إتجاه السهم إلى خارج الترانزستور .



شكل ١٠ــ٢

كيفية عمل ترانزستور الأثر المجالي

تتكون في منطقة التقاء المادة الكترونية التوصيل بالأخرى ثقبية التوصيل منطقة لا تحتوي على حاملات حرة للشحنة تعرف بإسم منطقة الملتقى أو منطقة الشحنة الفراغية . حيث تنتشر الإلكترونات الحرة من المادة الإلكترونية إلى الثقبية تاركة خلفها الأيونات الموجبة الغير قابلة للحركة ، كما تنتقل الثقوب الحرة من المادة الثقبية إلى المادة الإلكترونية تاركة خلفها الأيونات السالبة والغير قابلة — هي الأخرى — للحركة (راجع الباب الخامس) . وبذلك تتكون في منطقة التقاء البوابة بالقناة منطقة عازلة يعتمد عرضها على كل من تركيز الشوائب وجهد التحييز . وعند تحييز البوابة تحييزاً عكسياً بالنسبة للمنبع يزداد عرض هذه المنطقة بزيادة الجهد العكسي . وهكذا فإن دور البوابة هو التحكم في عرض منطقة الملتقى الخالية من الشحنة (أي العازلة) وبالتالي التحكم في المقطع العرضي للقناة التي تحتوي على الحاملات الحرة والتي تقوم بتمرير التيار . فبزيادة الجهد العكسي بين البوابة والمنبع يزداد عرض المنطقة العازلة ويقل بالتالي المقطع العرضي للقناة (أنظر شكل ١٠ — ٣) وبالتالي تقل قيمة التيار المار خلال الترانزستور . وهكذا فإنه عند قيمة ثابتة لجهد المصب — منبع V_{DS} يكون التيار I_D عبارة عن دالة من جهد البوابة العكسي . وبقول آخر فإن المجال المتولد في منطقة الملتقى نتيجة لتحييز القاعدة عكسياً هو الذي يتحكم في قيمة التيار I_D . لذا يعرف هذا الترانزستور بإسم ترانزستور الأثر المجالي .

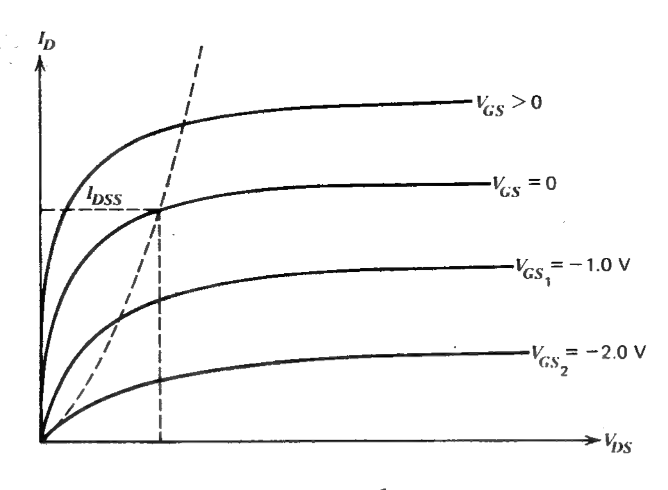


شكل ١٠ — ٣

ويلاحظ من الشكل ١٠ — ٣ أن المقطع العرضي لقناة التوصيل يقل بالقرب من المصب بالمقارنة به عند المنبع . ويعود السبب في ذلك إلى فرق الجهد بين المنبع والمصب مما يؤدي إلى وجود حاجز جهدي عكسي أكبر عند المصب منه عند المنبع . فإذا كانت قيمة $V_{GS}=0$ فإنه يمكن أن يوجد تحييز عكسي للبوابة بالقرب من منطقة المصب . ويزداد هذا التحييز العكسي للبوابة بزيادة جهد المصب الموجب (في حالة القناة الإلكترونية) . وتحد هذه الحقيقة من قيمة التيار الذي يمكن أن يمر خلال الترانزستور بزيادة V_{DS} عند قيمة معينة لجهد البوابة العكسي . فبزيادة V_{DS} سرعان ما يصل تيار المصب I_D إلى قيمة التشبع . ويعرف تيار التشبع عند ما يكون $V_{GS}=0$ بالقيمة I_{DSS} .

المميزة الإستاتيكية لترانزستور الأثر المجالي

يوضح شكل ١٠ — ٤ مجموعة المنحنيات الإستاتيكية لترانزستور الأثر المجالي ذي المنبع المشترك وهي



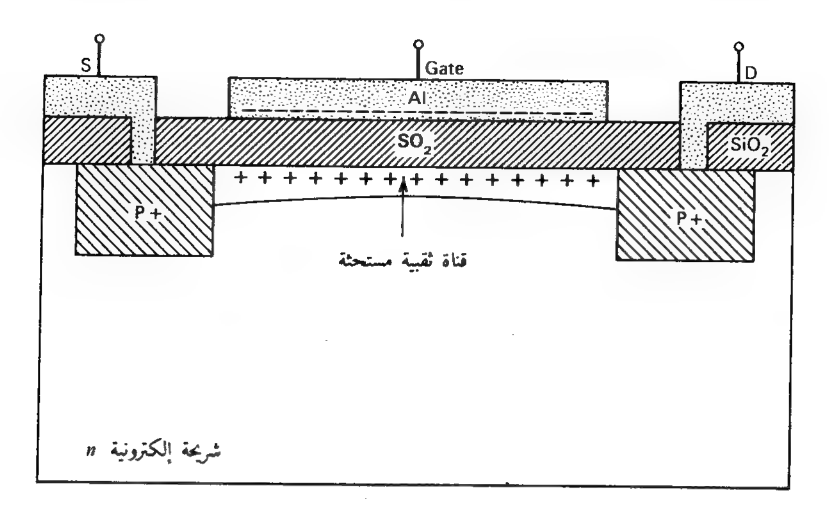
شكل ١٠ــ٤

عبارة عن العلاقة بين تيار المصب وجهد المصب ــ منبع عند قيم مختلفة لتحييز البوابة ــ منبع . ولفهم هذه العلاقة نفرض أن التحييز $V_{GS}=0$ ، وأن جهد المصب ــ منبع $V_{DS}=0$. عندئذ يكون التيار $I_D=0$ وتكون القناة مفتوحة تماما . وبمجرد زيادة جهد المصب V_{DS} يبدأ التيار I_D في المرور ، وتعمل القناة n كمقاومة شبه موصلة . وبزيادة الجهد V_{DS} يزداد التيار I_D . وبذلك يصبح فرق الجهد بين القناة (خاصة من ناحية المصب) والمنبع ملحوظاً مما يؤدي إلى التحييز العكسي للملتقى p–n فينتج عن ذلك إنخفاض المقطع العرضي للقناة ومن ثم يصل التيار I_D إلى قيمة التشبع . وهكذا يلاحظ أنه فيا بعد التشبع لا يعتمد تيار المصب I_D على الجهد V_{DS} وإنما يعتمد أساساً على جهد تحييز البوابة V_{GS} .

١٠ــ٣ ترانزستور الأثر المجالي ذو البوابة المعزولة
The Insulated-Gate FET

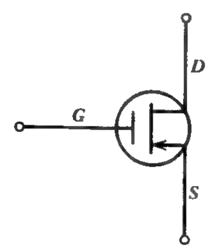
يعرف هذا الترانزستور بإسم ترانزستور الأثر المجالي ذي التركيب معدن ــ أكسيد ــ سليكون (MOSFET). ويتميز هذا الترانزستور عن سابقه بإستخدام بوابة معدنية (أي من مادة جيدة التوصيل) . وتعزل البوابة عن القناة بواسطة طبقة رقيقة من أكسيد السليكون (مادة عازلة) . وتقوم البوابة كذلك بالتحكم في المقطع العرضي للقناة وبالتالي في تيار المصب .

ويبين شكل ١٠ــ٥ ترانزستور ذا بوابة معزولة بقناة ثقبية التوصيل . ويتكون هذا الترانزستور من شريحة من مادة إلكترونية التوصيل نسبة تركيز الشوائب فيها قليلة . وتوجد في هذه الشريحة منطقتان ثقبيتا التوصيل P^+ نسبة تركيز الشوائب فيها عالية جدا . وتعمل إحدى هاتين المنطقتين كمنبع والأخرى كمصب . وتفصل بين المنطقتين مسافة تبلغ حوالي ١٠ــ٢٠ ميكرومتر . وتغطى المادة شبه الموصلة بطبقة رفيعة عازلة من ثاني أكسيد السليكون (S_iO_2) يبلغ سمكها حوالي ١٠٠٠ ــ ٢٠٠٠ إنجستروم . وتعمل في المادة العازلة فتحتان لعمل التوصيلات المعدنية لكل من المنبع والمصب . ثم تغطى الطبقة الأكسيدية بطبقة معدنية تعمل كبوابة . وتبلغ المساحة السطحية لهذا الترانزستور حوالي ٢ مم^2 أو أقل . وهكذا يلاحظ أن البوابة المعدنية معزولة عن القناة بطبقة أكسيدية عازلة ومكونة مع القناة مكثف ذي لوحين متوازيين .



شكل ١٠ــ٥

ويتميز هذا الترانزستور عن ترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة بأن مقاومة الدخل كبيرة للغاية (حوالي 10^{10} ــ 10^{15} أوم) وذلك لوجود الطبقة العازلة بين البوابة والقناة . ويرمز للترانزستور ذي البوابة المعزولة في الدارات الإلكترونية بالرمز المبين في شكل ١٠ــ٦ حيث يوضح هذا الشكل عزل البوابة كهربياً عن كل من المنبع والمصب . كما يشير السهم على المنبع إلى إتجاه التيار وبالتالي إلى نوع الشريحة .



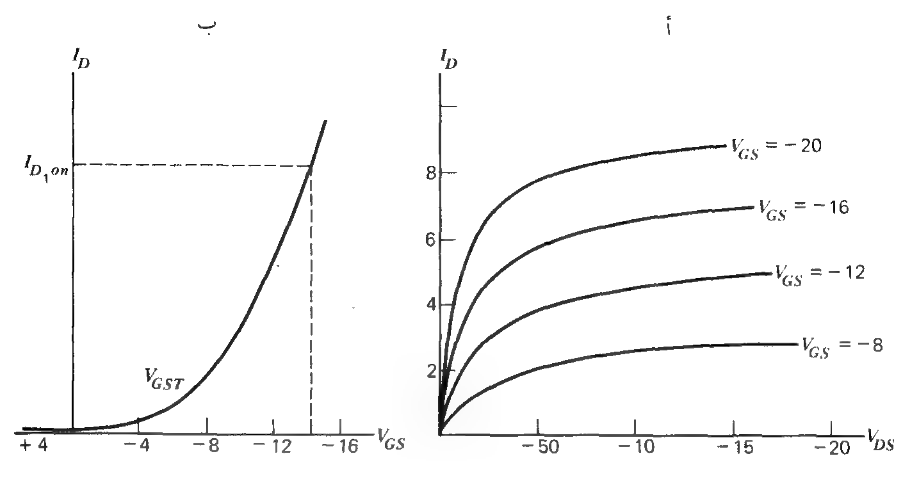
شكل ١٠ــ٦

كيفية عمل الترانزستور ذي البوابة المعزولة

عند توصيل جهد سالب بالبوابة المعدنية وتوصيل الشريحة الإلكترونية بالأرض ينشأ مجال كهربي عمودي على العازل . ويؤدي هذا المجال إلى تواجد شحنات مستحثة موجبة في جانب الشريحة الملامس للمادة العازلة (كالمبين في شكل ١٠ــ٥) . وبذلك تشكل هذه الشحنات المستحثة والناتجة عن الثقوب الأقلية في مادة الشريحة الإلكترونية طبقة من الشحنات الفراغية المخالفة لشحنات البوابة . وبزيادة الجهد السالب على البوابة تزداد الشحنات الموجبة المستحثة . وبذلك تصبح المنطقة الموجودة تحت المادة العازلة غنية بالحاملات الثقبية مما يؤدي إلى تكوين قناة ثقبية بين كل من المنبع والمصب . وتعتمد التوصيلية الكهربية بين المنبع والمصب على عرض هذه القناة أي على قيمة الجهد السالب على البوابة . وبذلك يعتمد تيار المصب على جهد البوابة السالب ويزداد بزيادته .

المميزة الإستاتيكية للترانزستور ذي البوابة المعزولة

يبين شكل ١٠ــ٧ أ المميزه الفولت ــ أمبيرية للمصب بالنسبة للترانزستور ذي البوابة المعزولة ذي



شكل ١٠ــ٧

القناة الثقبية . بينما يوضح شكل ١٠ــ٧ ب منحني الإنتقال ، وهو عبارة عن العلاقة بين تيار المصب I_D وجهد البوابة ــ منبع V_{GS} . ويلاحظ أن التيار I_{DSS} يكون صغيراً جداً عندما تكون $V_{GS} \geqslant 0$ (يصل إلى عدة نانوامبيرات) . وعند زيادة V_{GS} في الإتجاه السالب يزداد I_D ببطء أولا . ومع إستمرار زيادة V_{GS} يزداد تيار المصب زيادة سريعة . ويسمى جهد البوابة ــ منبع الذي يصبح عنده تيار المصب ذا قيمة معينة (حوالي ١٠ ميكروامبير) بجهد العتبة $1V_{GST}$ او V_T Threshold Voltage أما $I_{D,on}$ فيرمز للقيمة القصوى لتيار المصب والذي يتحقق عند قيمة معينة لجهد البوابة ــ منبع .

١٠ــ٤ بارامترات ترانزستور الأثر المجالي FET Parameters

تستخدم ترانزستورات الأثر المجالي في معظم الحالات عند تيار التشبع . في هذه الحالة فإن تغير الجهد تغيراً محدوداً بين المصب والمنبع لا يؤثر إلا تأثيراً طفيفاً على تيار المصب . لذا فإن جهد البوابة هو الذي يتحكم أساساً في تيار المصب . بذلك فإنه يمكن تحديد بارامترات هذا الترانزستور بنفس الأسلوب المستخدم لتحديد بارامترات الصمامات المفرغة حيث تصبح المتغيرات الثلاثة الرئيسية هي جهد المصب ــ منبع V_{DS} ، وجهد البوابة منبع V_{GS} وتيار المصب I_D . وأهم بارا مترات ترانزستور الأثر المجالي هي

أ ــ مقاومة المصب r_d Drain resistance

وهي عبارة عن مقلوب معدل تغير تيار المصب I_D بتغير جهد المصب ــ منبع V_{DS} عند ثبات قيمة جهد البوابة ــ منبع أي أن

$$r_d = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}\Bigg|_{V_{GS}=\text{const}} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \qquad (١٠ — ١)$$

ويحدد هذا البارامتر بإستخدام المميزة الإستاتيكية (شكل ١٠ ــ ٤ أو ١٠ ــ ٧) . وتتراوح قيمة هذه المقاومة بين حوالي ١٠٠ كيلواوم حتي ١ ميجا أوم لترانزستور الوصلة في حين تتراوح بين ١٠ كيلو أوم ، ١٠٠ كيلو اوم للترانزستور ذي البوابة المعزولة .

ب ــ التوصيلية g_m Transconductance

وهي عبارة عن معدل تغير تيار المصب I_D بتغير جهد البوابة ــ منبع V_{GS} عند ثبات جهد المصب ــ منبع أي أن

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \Bigg|_{V_{DS}=\text{const}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \qquad (١٠ — ٢)$$

وتتراوح توصيلية ترانزستورات الأثر المجالي بين ٠,١ ، ٢٠ مللي أمبير/فولت .

جـ ــ معامل التكبيــر The amplification factor μ

وهو يبين كم من المرات يكون تأثير جهد البوابة ــ منبع أقوى من تأثير جهد المصب ــ منبع على تيار المصب . أي أنه عبارة عن النسبة بين التغير في جهد المصب ــ منبع إلى التغير في جهد البوابة ــ منبع (في إتجاه مخالف) بحيث يبقى تيار المصب ثابتا . أي أن

$$\mu = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \Bigg|_{I_D=\text{const}} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial V_{GS}} \qquad (١٠ — ٣)$$

وتكون قيمة معامل التكبير سالبة لتغير الجهود في إتجاهات مختلفة حتى يبقى التيار ثابتا .

وترتبط هذه البارامترات الثلاثة بنفس العلاقة التي ترتبط بها بارامترات الصمامات المفرغة ويمكن إيجادها بنفس الأسلوب وهذه العلاقة هي

$$\mu = g_m r_d \qquad (١٠ — ٤)$$

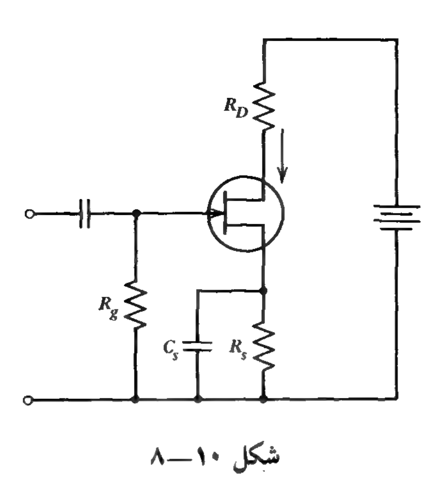
١٠ ــ ٥ تحييز ترانزستور الأثر المجالي Biasing the FET

يتم تحييز ترانزستورات الأثر المجالي ــ أي إختيار نقطة التشغيل المناسبة ــ بنفس الأسلوب المستخدم في الترانزستورات ثنائية القطب أو الصمامات المفرغة . وأهم دارات التحييز المستخدمة هي :

ا ــ تحييز المنبع ــ ذاتيا Source Self-bias

يتم تحييز المنبع (وبالتالي البوابة) ذاتياً باستخدام مقاومة R_S (شكل ١٠ ــ ٨) متصلة على التوالي مع المنبع ، وبذلك يمكن الحصول على جهد البوابة V_{GS} اللازم . وحيث أن تيار البوابة صغير للغاية ($١٠^{-٩}$ ــ $١٠^{-١٢}$ أمبير) فإنه يمكن إهمال قيمة الجهد الواقع على R_g ويمكن إعتبار أن

$$V_{GS} \cong -I_D R_S \qquad (١٠ — ٥)$$



شكل ١٠ــ٨

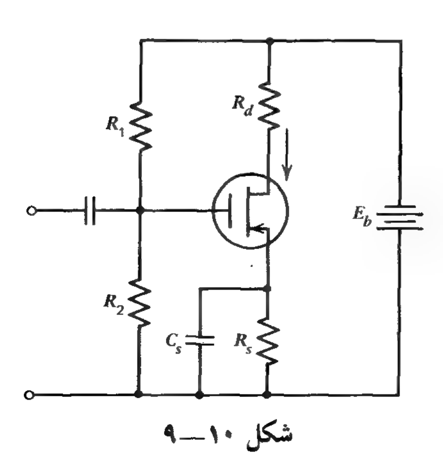
وبذلك يمكن الحصول على جهد التحييز اللازم بإختيار قيمة مقاومة المنبع المناسبة طبقاً لهذه العلاقة الأخيرة . وأما دور السعة C_S فلا يختلف عن دور المكثف في دارة الكاثود بالنسبة للصمامات المفرغة أو دارة الباعث بالنسبة للترانزستورات ثنائية القطب . أما في حالة عدم وجود هذه السعة فإنه تنشأ تغذية خلفية سالبة بالتيار .

ويمكن إستخدام هذا النوع من التحييز لجميع ترانزستورات الأثر المجالي ذات الوصلة JFET . أما بالنسبة لترانزستورات البوابة المعزولة فيمكن إستخدام هذا التحييز للترانزستورات ذات الشريحة الثقبية فقط حيث أن إتجاه التيار في حالة الشريحة الإلكترونية يؤدي إلى تحييز القاعدة بجهد مخالف في إشارته للجهد المطلوب عليها .

ب ــ التحييز المضاد للتغير الحراري Biasing against Temperature Variation

ويستخدم في هذا النوع من التحييز فضلا عن التحييز الذاتي تحييز آخر من منبع الجهد مباشرة شكل ١ــ٩ باستخدام مقسم جهد مكون من المقاومتين R_1 ، R_2 . وبذلك يصبح جهد البوابة ــ منبع V_{GS} عبارة عن

$$V_{GS}=E_b\frac{R_2}{R_1+R_2}-I_D R_S \qquad (١٠ــ٦)$$

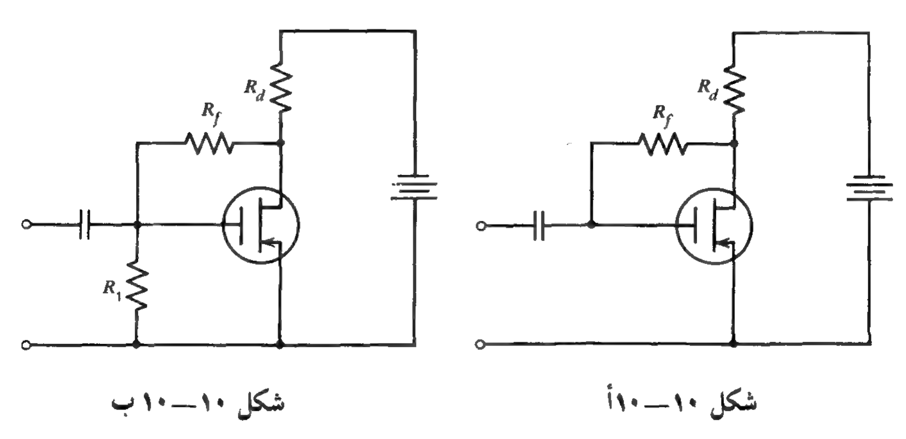


شكل ١٠ــ٩

وتكون قيمة R_g عندئذ هي

$$R_g = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad (١٠—٧)$$

ويتميز هذا النوع عن سابقه بامكانية إستخدامه لجميع أنواع ترانزستورات الأثر المجالي سواء ذات الوصلة أو ذات البوابة المعزولة بنوعيه كما يتميز بتحقيق ظروف إستقرار أفضل بالنسبة للتغير في درجة الحرارة أو التغير في بارامترات الترانزستور. وهناك طرق تحيز أخرى تستخدم لترانزستورات الوصلة ذات الشريحة الإلكترونية كتلك المبينة في شكل ١٠ــ١٠ أ . وفي هذه الحالة نجد أن $V_{GS}=V_{DS}$ حيث أن التيار المار خلال R_f يكون مساوياً للصفر. فإذا كانت ظروف التشغيل تتطلب عدم تساوي V_{DS} مع V_{GS} فإنه يمكن إستخدام التحييز المبين في شكل ١٠ــ١٠ ب .



شكل ١٠ــ١٠ ب

شكل ١٠ــ١٠أ

حيث يكون

$$V_{GS} = V_{DS} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \qquad (١٠—٨)$$

ويؤدي هذان النوعان الأخيران من التحييز مميزات التغذية الخلفية السالبة بالجهد والتي تتحقق بواسطة المقاومة R_f مع الوضع في الإعتبار أن هذا النوع من التحييز يؤدي إلى إنخفاض معاوقة الدخل.

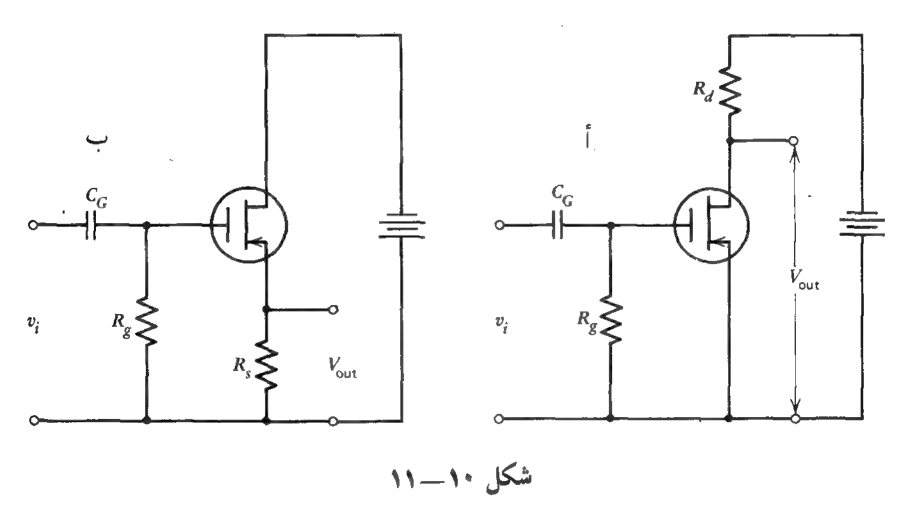
١٠ــ٦ إستخدام ترانزستور الأثر المجالي في دارات التكبير

ذكرنا أن ترانز ستور الأثر المجالي يتميز بعدة مزايا بالمقارنة بالترانزستور ثنائي القطب. لذا فإنه عند تكبير نبضات جهدية صغيرة (في حدود الميكروفولت أو اقل) فإنه يفضل إستخدام ترانزستور الأثر المجالي بدلاً من الترانزستور ثنائي القطب في مرحلة التكبير الأولى ، خاصة إذا كان مصدر هذه النبضات الجهدية ذات معاوقة خرج عالية. ففي الكثير من المكبرات كتلك المستخدمة في جهاز راسم الذبذبات أو في أجهزة قياس التيارات أو الجهود الصغيرة وكذلك المكبرات المستخدمة لتكبير النبضات الجهدية الناتجة عن الإشعاعات النووية غالباً ما يستخدم ترانزستور الأثر المجالي في المرحلة أو المراحل الأولى للمكبر.

وعموماً يستخدم ترانزستور الأثر المجالي في دارات التكبير إما بمنبع مشترك أو بمصب مشترك أو ببوابة

مشتركة . وعند إستخدام الترانزستور بمنبع مشترك يمكن الحصول على مرحلة تكبير يتراوح معامل كسبها بين ٥ ، ٥٠ تبعاً لنوع الترانزستــور وقيم العناصر الأخرى للدارة . كما تتراوح معاوقة الدخل للمرحلة بين عدة عشرات إلى عدة آلاف ميجا أوم (وهذه معاوقة كبيرة جداً بالمقارنة بمعاوقة الدخل لمرحلة التكبير بإستخدام الترانزستور ثنائي القطب) . في حين تكون معاوقة الخرج في حدود عدة كيلــوأوم . وعند إستخدام الترانزستور بمصب مشترك تزداد معاوقة الدخل زيادة ملحوظة في حين تنخفض معاوقة الخرج إنخفاضاً ملموساً في حين يكون معامل كسب المرحلة للجهد أقل من الواحد . وفي هذه الحالة والمعروفة بإسم التابع المنبعي تستخدم المرحلة كمكبر للقدرة حيث يكون معامل تكبير المرحلة للتيار عاليا . أما دارة التكبير بإستخدام بوابة مشتركة فهي محدودة الإستخدام وتتميز بمعاوقة دخل صغيرة ومعاوقة خرج كبيرة .

ويبين شكل ١٠ــ١١ أ دارة مرحلة تكبير بإستخدام ترانزستــور بمنبع مشترك في حين يبين شكل ١٠ــ١١ ب دارة مرحلة تكبير بإستخدام ترانزستــور بمصب مشترك (تابع منبعي) . وتؤدي العناصر



شكل ١٠ــ١١

R_d ، R_s ، C_G ، R_g نفس الدور المذكور في حالة المكبرات بإستخدام الصمامات المفرغة . ولإيجاد معامل الكسب لأي من هاتين الدارتين يجب تحليلها بنفس الأسلوب المتبع في حالة المكبرات الصمامية وذلك بعد إستبدال الترانزستور في الدارة بالأنموذج المناسب .

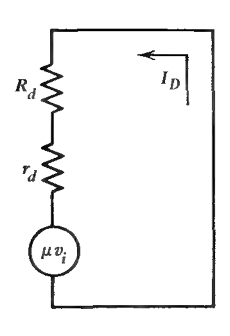
١ــ معامل كسب المكبر بمنبع مشترك

عند الترددات المتوسطة يمكن إستبدال الترانزستور في الدارة ١٠ــ١١ أ بدارته المكافئة المكونة من منبع جهد متردد قيمته μv_i (حيث v_i هو جهد الدخل) متصل على التوالي مع المقاومة الديناميكية للمصب r_d . وبذلك تصبح الدارة المكافئة للدارة ١٠ــ١١ أ كالمبينة في شكل ١٠ــ١٢ .

وبإستخدام قانون كيرشهوف نجد أن

$$\mu v_i = I_D(R_d + r_d) \qquad (١٠ــ٩)$$

$$I_D = \frac{\mu v_i}{R_d + r_d} \qquad (١٠ــ١٠)$$



شكل ١٠ــ١٢ .

حيث I_D عبارة عن التغير في تيار المصب والناتج عن قدوم نبضة الدخل v_i .
وبذلك يكون جهد الخرج عبارة عن

$$V_o = I_D R_d = \frac{\mu v_i R_d}{(R_d + r_d)} \qquad (١٠ــ١١)$$

وبالتالي يكون معامل كسب المكبر للجهد هو

$$A = \frac{V_o}{v_i} = \frac{\mu R_d}{R_d + r_d} \qquad (١٠ــ١٢)$$

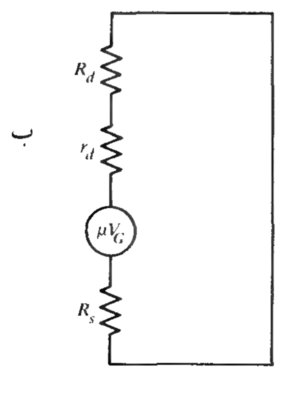
ب ــ معامل كسب المكبر بمقاومة تحييز ذاتي للمنبع R_s

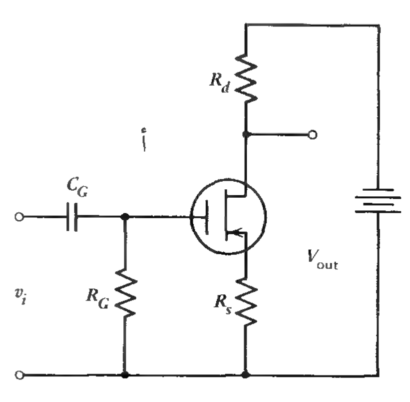
عند توصيل مقاومة R_s بالمنبع لتحقيق التحييز الذاتي (شكل ١٠ــ١٣ أ) تصبح الدارة المكافئة لمرحلة التكبير كالمبينة في شكل ١٠ــ١٣ ب حيث $v_G = v_i - I_D R_S$ وبتطبيق قانون كيرشهوف على الدارة المكافئة نجد أن

$$\mu v_G = I_D(R_d + r_d + R_S)$$

أي أن

$$\mu v_i = I_D\{R_d + r_d + (1+\mu)R_s\}$$





شكل ١٠ــ١٣ .

$$I_D=\frac{\mu v_i}{R_d+r_d+(1+\mu)R_S} \qquad (١٠—١٣)$$

ومنها يمكن إيجاد جهد الخرج ومعامل كسب المكبر بمقاومة تحييز حيث نجده

$$A=\frac{\mu R_d}{R_d+r_d+(1+\mu)R_S} \qquad (١٠—١٤)$$

وعند توصيل مكثف C_S على التوازي مع مقاومة التحييز (شكل ١٠ـــ٨ أو ١٠ـــ٩) فإنه يسهل إيجاد معامل الكسب لهذه الدارة بعد رسم دارتها المكافئة وإتباع نفس الأسلوب حيث نجد أن معامل الكسب هو

$$A=\frac{\mu R_d}{R_d+r_d+(1+\mu)Z_S} \qquad (١٠—١٥)$$

حيث Z_S هو معاوقة دارة المنبع والمكونة من المقاومة R_{S_1} والممانعة السعوية $X_S=1/2\pi fC_S$ حيث f هو تردد النبضات .

جـ — معامل كسب المكبر بمصب مشترك

يمكن إيجاد معامل كسب المكبر بمصب مشترك والمعروف بإسم التابع المنبعي (شكل ١٠ـــ١١ ب) بعد رسم الدارة المكافئة وإتباع نفس الأسلوب . عندئذ نجد أن معامل الكسب للجهد لهذه الدارة هو

$$A=\frac{\mu R_S}{r_d+(1+\mu)R_S}=\frac{\mu}{(1+\mu)+r_d/R_S} \qquad (١٠—١٦)$$

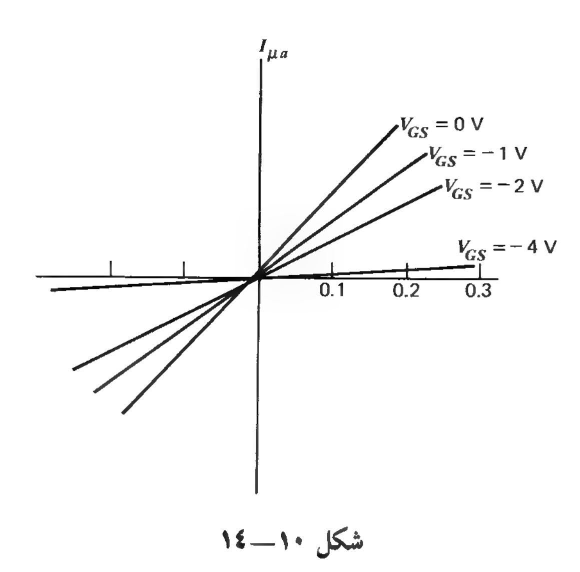
ويتضح من هذه العلاقة الأخيرة أن معامل الكسب للجهد يقل عن الواحد . ولكن يتميز هذا المكبر (كما في حالة التابع الكاثودي أو الباعثي) بمعاوقة دخل عالية جداً ومعاوقة خرج صغيرة . مما يجعله مفيداً كمكبر للقدرة .

١٠ـــ٧ إستخدام ترانزستور الأثر المجالي كمقاومة متغيرة

يستخدم ترانزستور الأثر المجالي في دارات التكبير في المنطقة الخطية من المميزة الإستاتيكية أي عند جهد المصب ـــ منبع الذي يحقق تشبع التيار . ولكن تستخدم ترانزستورات الأثر المجالي في منطقة ما قبل التشبع ـــ أي عند القيم الصغيرة للجهد V_{DS} ـــ كمقاومة متغيرة . ويتم التحكم في قيمة المقاومة بتغير جهد البوابة ـــ منبع V_{GS}. وفي هذه الحالة يعرف الترانزستور باسم المقاومة المتغيرة للجهد Voltage-variable resistor VVR . ويبين شكل ١٠ـــ١٤ كيفية إعتماد التيار I_{DS} على الجهد V_{DS} لقيم مختلفة لجهد البوابة V_{GS} وذلك قبل حدوث التشبع . ويتضح من هذا الشكل أنه يمكن تغيير المقاومة r_d في حدود واسعة عن طريق تغيير جهد البوابة ـــ منبع . ولسهولة إيجاد قيمة المقاومة r_d كـدالة من الجهد V_{GS} يمكن إستخدام علاقة تجريبية هي

$$r_d=\frac{r_o}{1-KV_{GS}} \qquad (١٠—١٧)$$

حيث r_o هي المقاومة الديناميكية للمصب عندما يكون $V_{GS}=0$ ، K معامل يعتمد على نوع الترانزستور .



شكل ١٠ــ١٤

أسئلة للمراجعة :

١ ــ إرسم كروكياً يوضح تركيب ترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة وذي القناة الإلكترونية وآخر يبين رمزه في الدارات الإلكترونية مبيناً عليها المناطق المختلفة . وما هي خصائص هذه المناطق .

٢ ــ إشرح كيفية عمل ترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة .

٣ ــ ما هي خصائص ترانزستور الأثر المجالي بالمقارنة بالترانزستور ثنائي القطب .

٤ ــ إرسم مجموعة منحنيات المميزة الإستاتيكية لترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة وذي القناة الإلكترونية مع شرح هذه المنحنيات كيفيا .

٥ ــ إرسم كروكياً يوضح تركيب ترانزستور الأثر المجالي ذي البوابة المعزولة وما هي خصائص هذه المناطق وأبعادها التقريبية .

٦ ــ إشرح كيفية عمل الترانزستور ذي البوابة المعزولة . وارسم كيف يرمز له في الدارات الإلكترونية .

٧ ــ إرسم مجموعة منحنيات المميزة الإستاتيكية لترانزستور الأثر المجالي ذي البوابة المعزولة .

٨ ــ عرف كل من مقاومة المصب والتوصيلية ومعامل التكبير لترانزستور الأثر المجالي .

٩ ــ كيف يعتمد تيار المصب على جهد البوابة ــ منبع بعد التشبع . عرف جهد التشبع .

١٠ ــ كيف تتغير توصيلية ترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة بتغير تيار المصب .

١١ ــ إرسم دارتين لتحييز ترانزستور الأثر المجالي ذي الوصلة . وما هي مزايا كل من هاتين الدارتين .

١٢ ــ إرسم دارتين لتحييز ترانزستور الأثر المجالي ذي البوابة المعزولة . وما هي مزاياها .

١٣ ــ ارسم دارة مكبر بمنبع مشترك . وإستنتج معامل كسبه عند الترددات المتوسطة .

١٤ ــ إرسم دارة مكبر بمنبع مشترك وتحييز ذاتي للمنبع . وإستنتج معامل كسبه ومعاوقة الخرج له .

١٥ ــ إرسم دارة تابع منبعي وإستنتج معامل كسبه ومعاوقة الخرج له .

١٦ ــ إشرح كيفية إستخدام ترانزستور الأثر المجالي كمقاومة متغيرة .

١٧ ــ عند قياس بيانات ترانزستور أثر مجالي ثقبي القناة كانت كالتالي :

I_D=7.5 mA يقابلها V_{GS}=2.5 V

I_D=8.0 mA V_{GS}=4.0 V

أوجد قيمة I_{DSS} . ثم بإستخدام هذه البيانات . أوجد قيمة تيار المصب عندما تكون V_{GS}= — ١ فولت .

١٨ — أوجد معامل كسب المكبر المبين في شكل ١٠ — ١٣ إذا كانت عناصر الدارة هي R_d = ١,٧ كيلو أوم R_S= ١٠٠ أوم ، وكانت بارامترات الترانزستور المستخدم هي $I_d = 300\ k\Omega$, $g_m = 700 MA/V$ والمكبر يستخدم للترددات المتوسطة .

المراجع

1. Millman, J. and Seely, S., *Electronics*, Second Edition, McGraw-Hill, 1951.
2. Nanavati, R. P., *Introduction to Semiconductor Electronics*, McGraw-Hill, 1963.
3. Millman, J. and Taub, H., *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, McGraw-Hill, 1965.
4. Gray, P. E. and Searle, C. L., *Electronic Principles: Physics, Models and Circuits*, John Wiley, 1969.
5. Romanowitz, H. A. and Russell, E. P., *Introduction to Electronics*, Second Edition, John Wiley, 1976.
6. Lurch, N., *Fundamentals of Electronics*, Third Edition, John Wiley, 1981.
7. Millman, J. and Halkias, C., *Integrated Electronics: Analog Digital Circuits and Systems*, McGraw-Hill, 1972.

المصطلحات العربيه الإنجليزية

أ

اتساع شريطي	١٨٠	band width
أثر	١١٤	effect
أثر مجالي	١٩٩	field effect
أثر هول	٩٧	Hall effect
أحادي الوضع المستقر	١٩٥	monostable
احتمال	٤٤	probability
استقرار	١٩٦	stability
إشارة	١٣٨	signal
إشعاع	٣٥	radiation
إعادة الإتحاد	٩٥	recombination
انبعاث	٤٧	emission
إنبعاث أيوني — حراري	٤٨	thermionic emission
إنبعاث — ثانوي	٤٩	secondary emission
إنتاج	٩٥	production
إنتشار	٩١ ، ١٠٥	diffusion
إنتقاء الجهد	١٣٧	voltage selection
إنتقال	٧٠	transfer
إنحراف	١٦	deflection
انهيار	١٠٨	breakdown
أيون	٤٨	ion

ب

بارامتر	٧٠	parameter
باعث	١١٧	emitter
بصريات	٢٧	optics
بللورة أحادية	٨٦	single crystal
بللوري	٨٧	crystalline
بنية (تركيب)	٣٦	structure

gate	بوابة	١٣٨
isolated gate	بوابة معزولة	٢٠٣
focus	بؤرة	٣١

ت

follower	تابع	١٥٩ ، ١٧٥
emitter follower	تابع باعثي	١٥٩ ، ١٧٥
ionization	تأين	٣٨
control	تحكم	٧٧
reverse bias	تحييز عكسي	١٠٨
forward bias	تحييز مباشر	١٠٧
self bias	تحييز ذاتي	١٧١
junction transistor	ترانزستور الوصلة	١١٧
field-effect transistor	ترانزستور الأثر المجالي	١٩٩
frequency	تردد	١٨٧
structure	تركيب	٣٦
acceleration	تسارع	١٢
leakage	تسرب	١٥٣
distortion	تشويه	١٨٧
saturation	تشبع	٦٨
multiplication	تضاعف	١٠٨
feedback	تغذية خلفية	١٨٤
vacuum	تفريغ عالي	٥٥
rectification	تقويم	١٤٢
amplification	تكبير	١٥٥ ، ١٦٢
contact	تلامس	٥٩
conductivity	توصيلية	٦٢
current	تيار	١٠٧
leakage current	تيار التسرب	١٥٢

ث

secondary	ثانوي	٤٩
hole	ثقب	٨٧
diode	ثنائي	٥٥

bipolar	١٠١	ثنائي القطب
junction diode	١٠١	ثنائي الوصلة
vacuum-tube diode	٥٥	ثنائي مفرغ

ج

particle	١١	جسيم
potential	٣٨	جهد
solids	٤٠	جوامد

ح

barrier	٥٦	حاجز
state	٣٤	حالة
carriers	٩١	حاملات
minority carriers	٩٥	حاملات أقلية
majority carriers	٩٥	حاملات غالبية
drift motion	٩١	حركة إنسياقية
mobility	٤٢	حركية
sensitivity	٢٧	حساسية
load	١٣٣	حمل

خ

output	١٢٤	خرج
load line	١٣٣	خط التحميل
solar cell	١١٥	خلية شمسية
relaxation	١٩٥	خمول

د

circuit	١٣٢	دارة
clipping circuit	١٣٧	دارة تحديد
output circuit	١٢٤	دارة خرج
input circuit	١٢٥	دارة دخل
short-circuit	١٥٨	دارة مغلقة
open circuit	١٥٨	دارة مفتوحة
logic circuit	١٤٠	دارة منطقية
function	٤٤	دالة

دخل	١٣٢	input

ر

رابطة	٨٦	bond
راسم الذبذبات	٣٥	cathode-ray oscilloscope
ربط	١٧٧	coupling

س

سالب	١٢	negative
سرعة	١١	velocity
سرعة إنسياقية	٩١	drift velocity
سعة	٦٤	capacitance

ش

شاشة	١٨	screen
شبكة	٧٧	grid
شبكة التحكم	٧٧	control grid
شبكة حاجبة	٧٣	screen grid
شبكة كابته	٧٧	suppressor grid
شبه موصل	٨٧	semiconductor
شحنة	١١	charge
شحنة فراغية	٥٦	space charge
شدة الإضاءة	٢٩	brightness
شعاع	١٨	ray
شغل	١٢	work
شوائب	٩٣	impurity

ص

صمام ثلاثي	٦٦	vacuum tube triode
صمام ثنائي	٥٥	diode
صمام خماسي	٧٧	pentode
صمام رباعي	٧٣	tetrode

صمام مفرغ ٥٥ vacuum tube

ط

طاقة ١٣ energy
طاقة حركة ١٣ kinetic energy
طاقة كامنة ٣٣ potential energy
طور ١٩٣ phase
طول الإنتشار ١٠٥ diffusion length
طيف ٣٥ spectrum

ع

عازل ٤١ insulator
عتبة ٣٨ threshold
عدد كتلي mass-number
عدسة ٢٧ lens
عديد الإهتزاز ١٩٦ multivibrator
عقدة ٤٠ node
عنصر ٣٦ element

ف

فتيل ٥٣ filament
فجوة ٤١ gap
فرق جهد ١٧ ، ٥٧ potential difference
فصل (قطع) ٦٨ cut off
فوتوفولتي ١١٤ photovoltaic
فيض ١٩ flux

ق

قاذف ١٧ gun
قاذف إلكتروني ١٧ electron gun
قاعدة ١١٧ base
قدرة ٦٤ ، ١٤٣ power

قشرة k ٣٨	k shell
قطع ناقص	ellipse
قنطرة ١٤٥	bridge
قوة ١٢	force

ك

كاثود ٤٩	cathode
كتلة ١١	mass
كشف ١٣٢	detection
كفاءة ١٢٠	efficiency
كمه ٣٥	quanta
كمومي ٣٦	quantum
كهربي ١١	electric

ل

لي مغزلي ٣٧	spin

م

ماغنيترون ٢٣	magnetron
مباشر ١٠٧	forward
متتابع ١١٠	avalanche
متقبل ٩٤	acceptor
متوسط الممر الحر ١١٨	mean free path
مشار ٣٦	excited
مجال ١٣	field
مجمع ١١٧	collector
مدار ٣٤	orbit
مذبذب ١٩٢	oscillator
مذبذب فرق الطور ١٩٢	phase-shift oscillator
مركبة ١٧ ، ١١٩	component
مستوى الإرتكاز ١٣٨	reference level
مستوى الطاقة ٣٥	energy level
مصب ٢٠٠	drain

anode	مصعد ٥٦
transfer factor	معامل النقل ١٢١
impedance	معاوقة ١٥٨
rate	معدل ٩٥
switch	مفتاح فصل ووصل
comparator	مقارن ١٣٨
resistance	مقاومة ١٣٢
photoresistor	مقاوم ضوئي ٩٩
rectifier	مقوم ١٤٢
full-wave rectifier	مقوم الموجة الكاملة ١٤٤
half-wave rectifier	مقوم نصف الموجة ١٤٢
amplifier	مكبر ١٥٤
solenoid	ملف حلزوني
characteristic	مميزة ٥٩
source	منبع ٢٥
cathode	مهبط ٤٨
conductor	موصل ٤١
photoconductor	موصل ضوئي ٩٩
pulse generator	مولد نبضات ١٩٣

ن

pulse	نبضة ١٩٦
theory	نظرية ٣٤
operating point	نقطة تشغيل ١٥٠

هـ

voltage drop	هبوط الجهد ١٣٢

و

donor	واهب ٩٤

المصطلحات الإنجليزية العربيه

A

Acceleration	تسارع
Acceptor	مستقبل ــ متقبل
Amplification	تكبير
Amplifier	مكبر
Angular	زاوي
Anode	مصعد ــ أنود
Aperture	فتحة
Atom	ذرة
Avalanche	متتابع

B

Band width	الإتساع الشريطي
Barrier	حاجز
Base	قاعدة
Beam	شعاع ــ حزمة أشعة
Bias	تحيز حهدي
Bipolar	ثنائي القطب
Bond	رابطة
Break down	إنهيار
Bridge	قنطرة
Brightness	شدة إضاءة

C

Capacitance	سعة
Capacitor	مكثف
Carriers (charge)	حاملات (الشحنة)
Cathode	مهبط ــ كاثود
Cathode follower	تابع كاثودي (مهبطي)

Cathode-ray Oscilloscope	راسم الذبذبات
Channel	قناة
Characteristic	مميزة — خاصية
Charge	شحنة
Circuit	دارة
Clipping circuit	دارة تحديد
Coated	مغطى
Coefficient	معامل
Collector	مجمع
Common	مشترك — عام
Common-base	قاعدة مشتركة
Common-collector	مجمع مشترك
Common-emitter	باعث مشترك
Comparator	مقارن
Comparison	مقارنة
Components	مركبات
Conductivity	توصيلية
Conductors	موصلات
Constant	ثابت
Contact	تلامس
Control	تحكم
Control grid	شبكة التحكم
Coupling	ربط
Crossed	متعامد — متقاطع
Current	تيار
Curve	منحنى
Crystalline	بللوري
Cut off	قطع — فصل

D

Dark	مظلم
Deflection	إنحراف
Description	وصف
Detection	كشف
Difference	فرق
Diffusion	إنتشار

Diffusion length	طول الإنتشار
Dimension	بعـد
Diode	ثنائي
Direction	إتجاه
Distance	مسافة
Distortion	تشويه
Donor	واهب
Drain	مصب
Drift motion	حركة إنسياقية
Drift velocity	سرعة الإنسياق
Drop	هبوط
Dynamic	ديناميكي

E

Effect	أثر
Efficiency	كفاءة
Electric	كهربي
Electron	إلكترون
Electron gun	قاذف إلكتروني
Electrostatic	إلكتروستاتيكي — كهروستاتي
Elements	عناصر
Ellipse	قطع ناقص
Emission	إنبعاث — إصدار
Emitter	باعث
Emitter follower	تابع باعثي
Energy	طاقة
Energy levels	مستويات الطاقة
Excited	مثـار

F

Factors	عوامـل
Feed back	تغذية خلفيـة
Field	مجـال
Field effect	أثر مجالي
Field effect transistor	ترانزستور الأثر المجالي
Filament	فتيل

Filled	ممتلئ
Fixed bias	تحييز ثابت (جهد ثابت)
Flux	فيض
Focus	بؤرة
Follower	تابع
Force	قوة
Forward	أمامي — مباشر
Forward current	تيار مباشر
Forward bias	تحييز مباشر
Frequency	تردد
Full-wave rectifier	مقوم الموجه الكاملة
Function	دالة

G

Gap	فجوة
Gas	غـاز
Gate	بوابة
Grid	شبكـة
Gun	قاذف — مدفع

H

Half-wave rectifier	مقوم نصف الموجة
Hall effect	أثر هـول
High frequency	تردد عالي
Hole	ثقـب
Hole concentration	كثافة الثقـوب

I

Impedance	معاوقة
Imperfection	عيوب — شوائـب
Impurity	شوائـب
Input	دخـل
Insulated gate	بوابة معـزولة
Insulators	عازلات
Ionization	تأيـن
Ionization potential	جهد التأيـن
Ions	أيونـات

J

Junction	وصلة
Junction diode	ثنائي الوصلة
Junction transistor	ترانزستور الوصلة

K

Kinetic energy	طاقة الحركة
K-shell	القشرة K

L

Leakage	تسرب
Leakage current	تيار التسرب
Lens	عدسة
Level	مستوى — سوية
Line	خط
Load	حمل
Load line	خط التحميل
Logic circuit	دارة منطقية
Low frequency	تردد منخفض

M

Magnetic field	مجال مغناطيسي
Magnetic lens	عدسة مغناطيسية
Magnetron	ماغنيترون
Majority	غالبية
Majority carriers	الحاملات الغالبية
Mass	كتلة
Mass number	العدد الكتلي
Mean free path	متوسط الممر الحر
Minority	أقلية
Minority carriers	الحاملات الأقلية
Mobility	حركية
Monostable	أحادي الوضع المستقر
Motion	حركة
Multiplication	تضاعف
Multiplication factor	معامل التضاعف
Multivibrator	عديد الإهتزاز

Negative	سالـب
Negative feed back	تغذية خلفية سالبة
Node	عقـدة
Noise	ضوضـاء
Nonlinear	لاخطي ــ غير خطي

O

Open circuit	دارة مفتوحة
Operating point	نقطة التشغيل
Optics	بصريات
Orbit	مدار
Oscillator	مذبـذب
Oscilloscope	راسم الذبذبات
Output	خرج
Output circuit	دارة الخرج
Oxide coated cathode	كاثود مغطى بطبقة أكسيدية

P

Parameter	بارامتر ــ عامل وسيط
Particle	جسيـم
Pair	زوج
Pentode	صمام خماسي
Phase	طـور
Phase-shift oscillator	مذبذب فرق الطور
Photoconductor	موصل ضوئي
Photo electric effect	أثر كهروضوئي
Photoresistor	مقاوم ضوئي
Photovoltaic	فوتوفولتي
Potential	جهد ــ كمون
Potential drop	هبوط في الجهد
Positive feed back	تغذية خلفية موجبة
Power	قدرة ــ ذو قدرة
Primary emission	إنبعاث أولي
Probability	إحتمال
Production	إنتاج

Pulse	نبضة
Pulse generator	مولد نبضات

Q

Quanta	كمة
Quantum	كمومي

R

Radiation	إشعاع
Radiating level	سوية مشعة
Rate	معدل
Ray	شعاع
Recombination	إعادة الإتحاد
Rectification	تقويم
Rectifier	مقوم
Reference level	مستوى الإرتكاز
Reference potential	جهد الإرتكاز
Region	منطقة ـــ مدى
Relaxation	خمول ـــ خامل
Relaxation time	زمن الخمول
Relaxation oscillator	المذبذب الخامل
Resistance	مقاومة
Resonance	رنين ـــ تجاوب
Response curve	منحنى الإستجابة

S

Saturation	تشبع
Saturation current	تيار التشبع
Screen	شاشة
Screen grid	الشبكة الحاجبة
Secondary	ثانوي
Secondary emission	إنبعاث ثانوي
Self bias	تحييز ذاتي
Semiconductor	شبه موصل
Sensitivity	حساسية
Shell	قشرة ـــ طبقة

Short circuit	دارة مغلقة
Signal	إشارة ــ نبضة
Single crystal	بللورة أحادية
Slope	ميـل
Solar cell	خلية شمسية
Solenoid	ملف حلزوني
Solid	جامد ــ من الجوامد
Solid state	حالة صلبة
Source	منبـع
Space	فـراغ
Space charge	شحنة فراغية
Spectrum	طيـف
Spectral lines	خطوط الطيف
Spin	لي مغزلي
Stability	إستقرار
State	حالـة
Static	ستاتيكي ــ ستاتي
Stationary	مستقـر
Structure	تركيب ــ بنية
Suppressor grid	الشبكة الكابتة
Switch	مفتاح فصل ووصل

T

Tetrode	صمام رباعي
Theory	نظرية
Thermionic emission	إنبعاث أيوني حراري
Threshold	عتبـة
Threshold voltage	جهد عتبي
Transconductance	توصيلية تبادلية
Transfer	إنتقـال
Transformer	محـول
Transistor	ترانسزستور
Transition	إنتقـال
Transport factor	معامل النقل
Triode	صمام ثلاثي
Tube	صمام ــ أنبوب

U

Uniform	متجانس
Unipolar	أحادي القطب
Unit	وحـدة

V

Vacuum	تفريغ
Vacuum tube	صمام مفـرغ
Varactor diode	ثنائي سعوي متغير
Variation	تغيـر
Velocity	سرعـة
Voltage selection	إنتقاء الجهد

W

Work	شغـل
Work function	حالة الشغل